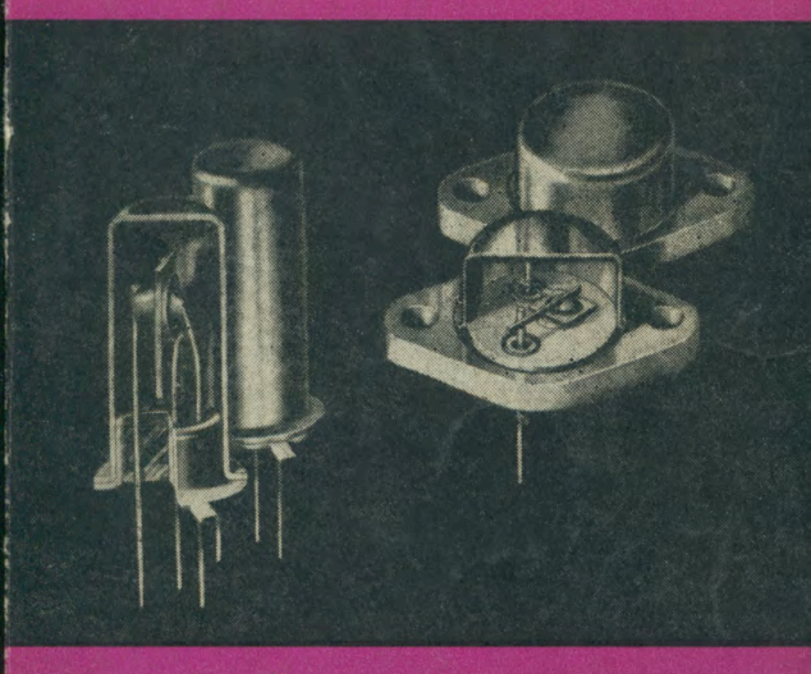
DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Hans-Joachim Fischer

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik

Teil 2: Transistortechnik

Der praktische Funkamateur · Band 82

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik

Ab Band 83 führt die Reihe
ihrem Inhalt entsprechend den Namen
„Amateurreihe electronica“.

HANS-JOACHIM FISCHER

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik

Teil II: Transistortechnik



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 30. Oktober 1968

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1969
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Sonja Topolov
Zeichnungen: Erich Böhm
Typografie: Helmut Herrmann
Vorauskorrektor: Rita Abraham · Korrektor: Hans Kaulbars
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
1,90

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Nachdem im ersten Teil dieses Titels die physikalischen Grundlagen der Sperrschichthalbleiter besonders im Hinblick auf die Dioden in ihren möglichen Ausführungsformen erläutert wurden, soll nun nach einer kurzen Einleitung bezüglich der Transistortechnologie besonders auf das Bauelement im applikativen Sinn eingegangen werden. Daher steht in diesem Heft nach einer Erläuterung der Kenndaten der praktische Einsatz im Mittelpunkt der Darstellung.

Es leuchtet natürlich ein, daß man die ganze Breite der Anwendung in einer Broschüre dieser Reihe nicht wiedergeben kann. Doch soll an Hand prägnanter Beispiele versucht werden, Verständnis für die aktiven Halbleiterbauelemente zu wecken. Die technische Revolution ist bei uns in der DDR nicht ohne die Elektronik und diese wiederum nicht ohne Halbleiterbauelemente durchzuführen. Amateure und Fachleute sollten gemeinsam an dieser großen Aufgabe mitarbeiten. Dies kann auch durch Selbstqualifizierung im Hobby sowie durch spätere berufliche Teilnahme geschehen.

Die in jüngster Zeit immer stärker zur Anwendung gelangenden Silizium-Halbleiterbauelemente weisen bessere elektrische Eigenschaften auf als Germaniumbauelemente. Daneben spielt der Feldeffekttransistor bereits eine wichtige Rolle in der Schaltungstechnik, so daß auch davon einige Beispiele gebracht werden sollen.

Allen am Zustandekommen dieser Broschüre Beteiligten möchte ich meinen herzlichen Dank aussprechen. Für Hinweise zur Verbesserung und für fördernde Kritiken bin ich jederzeit dankbar.

Berlin, September 1968 *Hans-Joachim Fischer*

1. Grundlagen und Kennwerte von Transistoren

1.1. Arten und Herstellungsverfahren von Transistoren

1948 wurde der Transistor erfunden. Die ersten Transistoren bestanden aus Germanium und hatten Spitzenkontakte. Sie waren wenig zuverlässig, und so entstand 1951 der *Flächentransistor*, der seitdem den *Spitzentransistor* abgelöst hat. Bild 1 zeigt Ausführungsformen von Transistoren, während Bild 2 die benutzten Herstellungsverfahren im Schema darstellt. Der Transistor muß in seinem Aufbau 2 Sperrschichten und 1 sperrschichtfreien Kontakt haben. Die Sperrschichten können entweder in der Folge pnp oder auch in der Folge npn angeordnet werden. Die ersten Flächentransistoren wurden in der Ziehtechnik hergestellt, d. h., man schnitt die Transistoren aus geschmolzenen und geeignet dotierten, mit Schichten unterschiedlicher Leitfähigkeit versehenen und wieder abgekühlten Einkristallen. 1952 wurde das Legierungsverfahren in die Praxis eingeführt. Man legiert in das meist n-leitende Grundmaterial 2 Indiumperlen ein, die als Emitter und Kollektor fungieren. Die Mehrzahl der NF-Transistoren wird heute noch nach dieser Technik hergestellt. Die strukturbestimmten schlechten HF-Eigenschaften dieser Legierungstransistoren führten zur Anwendung der elektrochemischen Technik mit den Ausführungsformen: *Surface-Barrier-Transistor*, *MAT*-* und *MADT**-Transistor*. Die unmittelbar danach angewandte *Diffusionstechnik* ergab neue, bessere Transistorformen, denn die Kontrolle der Diffusion gestattete die Herstellung von bestimmten Dotierungsprofilen, bestimmten Sperrschichtdicken usf. Die 1960 noch dazukommende *Epitaxialtechnik* ergab breiten Spielraum für die Herstellung von

* Micro Alloy Transistor.

** Micro Alloy Diffusion Transistor.

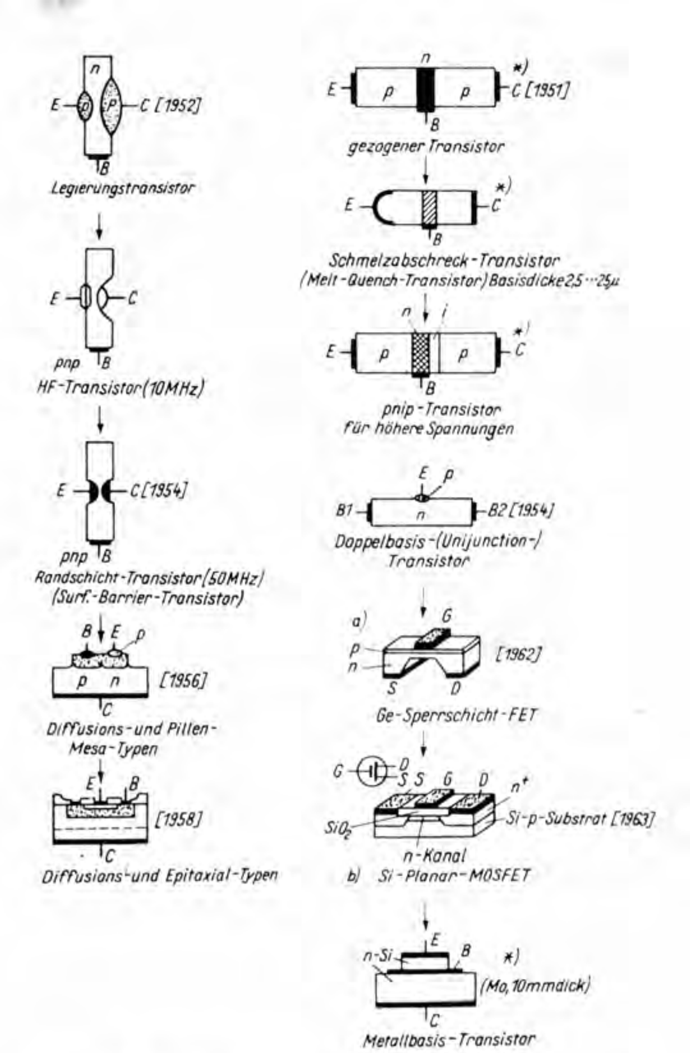


Bild 1 Ausführungsformen von Transistoren
(die mit * gekennzeichneten Typen werden nur selten eingesetzt)

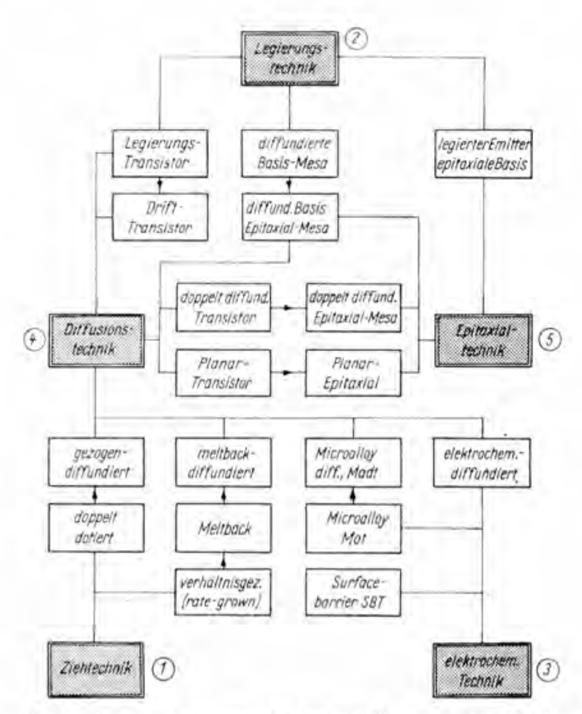


Bild 2 Herstellungstechnologien für Transistoren (Zahlen geben historische Reihenfolge an)

vielen Transistorausführungsformen, und in gewisser Weise war die gesammelte technologische Erfahrung bei der Transistorherstellung wiederum die Grundlage für die Technologie der integrierten Schaltkreise.

Bezüglich der Anordnung der Sperrschichten im Transistor ist noch die *Mesa*-(Tafelberg-)*Struktur* und die *Planarstruktur* zu erwähnen. Der besondere Vorteil der Planarstruktur liegt darin, daß als Ergebnis der Diffusionstechnik durch eine Oxidmaske die Sperrschichten unterhalb der schützenden SiO_2-Schicht gebildet werden. Durch diese Herstellungsweise schaltet man Oberflächeneffekte aus, die bei älteren Tran-

sistorarten Probleme brachten. (Sperrströme und Stromverstärkung sind beim Planartransistor wenig von Umwelteinflüssen abhängig und zeitlich stabil.)
Die, mit Elektronenröhren verglichen, relativ kleinen Eingangswiderstände von Transistoren führten seitens der Gerätehersteller immer wieder zu der Forderung, Transistorformen mit hohem Eingangswiderstand zu entwickeln. Seit 1962 steht nun der Feldeffekttransistor zur Verfügung (Serienproduktion in großen Stückzahlen seit 1965), der auf Grund des andersgearteten Steuerprinzips einen hohen Eingangswiderstand zu erzeugen gestattet. Man kennt bei FETs 2 Arten: den Sperrschicht-Feldeffekttransistor und den Metalloxid-Feldeffekttransistor. Letzterer hat einen Eingangswiderstand von 10^{13} bis $10^{14}\,\Omega$.
In der DDR werden seit mehr als zehn Jahren Transistoren hergestellt. Zuerst vorwiegend Ge-Legierungstypen, später jedoch auch Ge-Mesa-Typen und Si-Legierungstypen. Gegenwärtig werden Si-Planar- und Si-Epitaxialplanar-Transistoren gefertigt sowie auch Ge-Leistungstransistoren. Bei Ge-Typen wird vorwiegend die pnp-Struktur, bei Si-Typen die npn-Struktur verwendet. Im Rahmen der Länder des RGW findet ein Austausch von Typen statt, so daß die DDR aus der ČSSR Ge-npn-Transistoren und aus der SU vorwiegend Si-Leistungstransistoren bezieht. Es steht demnach dem Anwender ein umfangreiches Sortiment an Halbleiterbauelementen zur Verfügung. Teilweise noch vorhandene Lücken werden in naher Zukunft ausgefüllt.

1.2. Gehäuseformen von Transistoren und Bezeichnungsweisen

Der Transistor als einsatzfähiges Bauelement besteht aus dem Halbleiterplättchen mit den Kontakten und einem geeigneten Gehäuse, das den eigentlichen „Kristall“ vor den Einflüssen der Umwelt schützt. Im Lauf der Zeit haben sich standardisierte Formen von Gehäusen für Halbleiterbauelemente herausgebildet, und man kann 2 grundlegende Verkappungsarten unterscheiden:

Metallverkappung	— Unterbringung in einem Metallgehäuse mit Isolierdurchführungen;
Plastverkappung	— Umhüllung des Kristalls mit einem gepreßten oder gespritzten Kunststoffgehäuse, das gleichzeitig isoliert.

Die Plastverkappung ist erst in jüngster Zeit eingeführt worden und hat zu einer wesentlichen Verbilligung der Bauelemente geführt. In der DDR stehen seit 1968 die sogenannten *Miniplast*-Transistoren zur Verfügung, die sicher in der Zukunft ein breites Anwendungsgebiet finden werden.

Die metallverkappten Transistoren kann man in Kleinleistungs- und Leistungstypen unterteilen. Es haben sich international bestimmte Gehäuseformen durchgesetzt, die meist von der amerikanischen JEDEC-Norm TO *(transistor outline)* abgeleitet sind. Äquivalente Formen wurden in der DDR durch die TGL 11811 standardisiert. Die Sowjetunion hat eigene Gehäuseformen entwickelt, die meist abweichende Maße von den bei uns eingesetzten Typen aufweisen.

Der Einsatz bei höheren Frequenzen führte zu neuen Formen, von denen hier nur auf die Mikrostrip-Konfiguration oder auf den Koaxialtransistor hingewiesen werden soll.

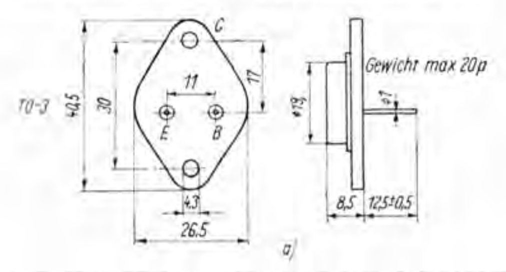
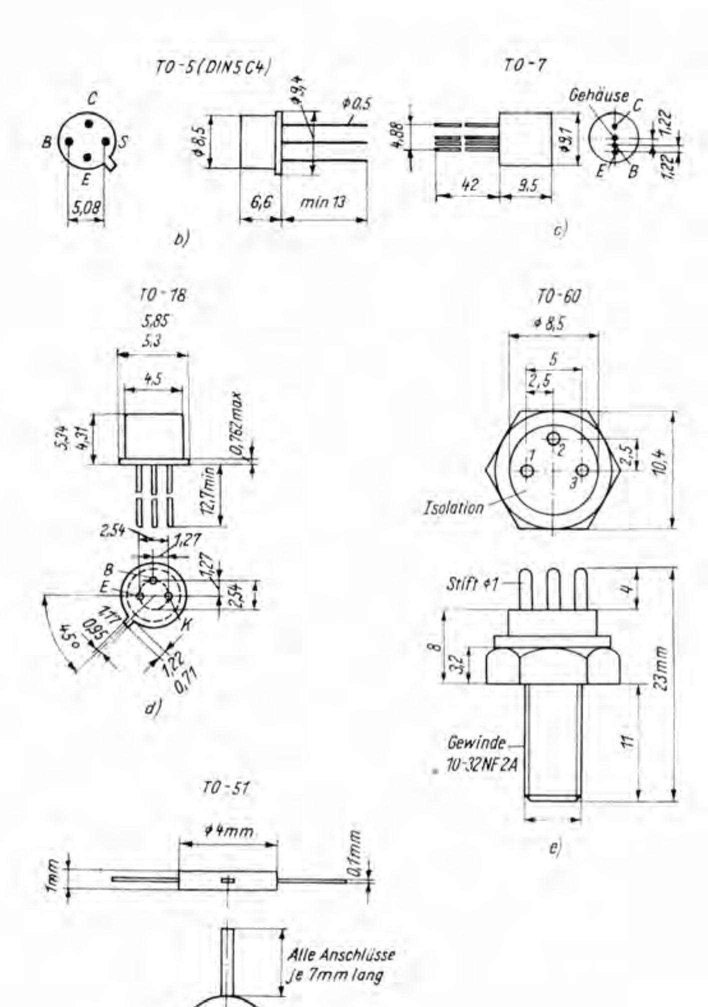


Bild 3 Transistorgehäuseformen nach der Norm TO (JEDEC): a — Metallgehäuse für Leistungstransistoren $P_C > 5$ W (TO-3), b — Gehäuse für Transistoren mittlerer Leistung (TO-5), c — Gehäuse TO-7 (z. B. OC 170, AF 118 o. ä.), d — Gehäuse für Kleinsignal-HF-Transistoren (TO-18), e — Gehäuse für HF-Leistungstransistoren (TO-60), f — Mikrostripgehäuse für UHF-Transistoren (TO-51)



TO-5 (DIN 5 C4)
C
B
S
E
5,08
ϕ8,5
ϕ9,4
ϕ0,5
6,6
min 13
b)
TO-7
Gehäuse
C
4,88
ϕ9,1
1,22
1,22
E
B
42
9,5
c)
TO-18
5,85
5,3
4,5
5,34
4,31
0,762 max
12,7 min
2,54
1,27
1,27
B
E
2,54
K
45°
1,17
0,95
1,22
0,71
d)
TO-60
ϕ 8,5
5
2,5
2
1
3
2,5
10,4
Isolation
Stift ϕ1
4
8
3,2
23 mm
11
Gewinde
10-32 NF 2A
e)
TO-51
ϕ 4mm
1mm
0,1mm
Alle Anschlüsse
je 7mm lang
Emitter
Basis
0,5
f)

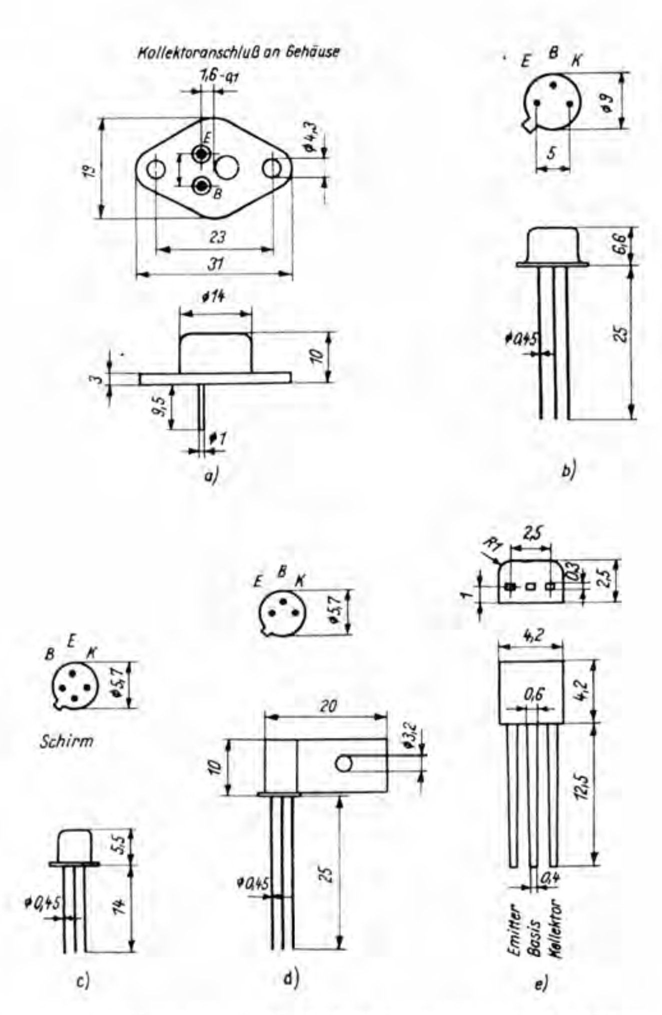


Bild 4 Gehäuseformen von DDR-Transistoren; a — Leistungstransistorgehäuse, b — Gehäuse für Transistoren mittlerer Leistung (ähnl. TO-5), c — HF-Transistorgehäuse (ähnl. TO-18), d — NF-Kleinsignaltransistorgehäuse mit Kühlschelle, e — Miniplast-Gehäuse

Bild 3 zeigt einige Gehäuseformen nach der amerikanischen Norm, während in Bild 4 einige DDR-Transistor-Gehäuseformen angegeben sind und Bild 5 sowjetische Transistorgehäuse wiedergibt. Abgesehen von den durch Einsatzfrequenz oder Einsatztemperatur gegebenen Bedingungen haben sich vor allem die Ovalform *TO-3* bzw. in der DDR die Form *D2* für Leistungstransistoren sowie die Formen *TO-5* und *TO-18* (in der DDR die Formen *B3/25-a* und *A4/15-4a*) für Kleinsignaltransistoren durchgesetzt. Dazu kommen in jüngster Zeit noch die plastverkappten Typen.

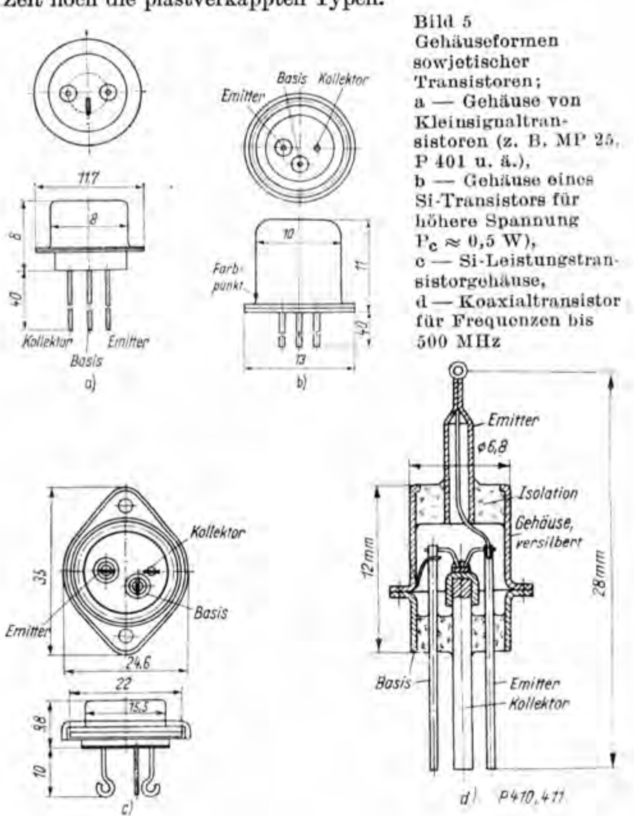
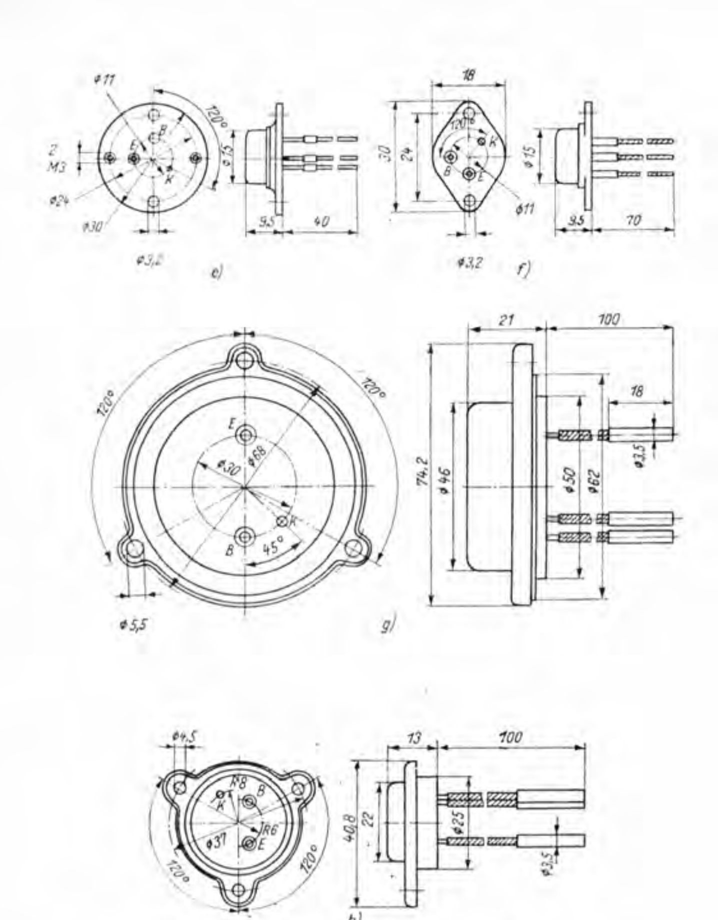


Bild 5
Gehäuseformen sowjetischer Transistoren;
a — Gehäuse von Kleinsignaltransistoren (z. B. MP 25, P 401 u. ä.),
b — Gehäuse eines Si-Transistors für höhere Spannung $P_c \approx 0{,}5$ W),
c — Si-Leistungstransistorgehäuse,
d — Koaxialtransistor für Frequenzen bis 500 MHz



e bis h — Gehäuseformen von Ge-Leistungstransistoren

Man kann also bereits aus dem Gehäuse auf den ungefähren Anwendungsbereich schließen. Ein weiteres Aussageverfahren ist durch die Typenbezeichnung möglich. Im Transistorschlüssel sind Halbleitermaterial, kommerzieller oder konsum-

elektronischer Einsatzbereich und Art des Einsatzes angegeben. Die Daten- und Kennlinienblätter enthalten weitergehende Aussagen über die elektrischen Parameter des Bauelements. Auf diese wird im folgenden Kapitel näher eingegangen.

Die Transistoren entwickeln im Betrieb Verlustwärme, die durch Konvektion oder Wärmeleitung abgeführt werden muß. Deshalb sind sie mit Kühlschelle, Kühlkörper oder Kühlblech zu versehen. Für Transistoren bis 300 mW Kollektorverlustleistung genügen aufsteckbare Kühlsterne und Kühlschellen, wie sie Bild 6 zeigt. Das bei Transistoren benutzte Halbleitermaterial hat einen spezifischen Widerstand mit hohem negativem Temperaturkoeffizienten (bei Ge z. B. 7 %/grd), deshalb darf die effektive Kristalltemperatur einen oberen Grenzwert nicht überschreiten, damit ein Wärmedurchschlag vermieden wird. Für Ge-Transistoren liegt die obere Grenze der Sperrschichttemperatur bei + 75 bis + 90 °C, bei Si-Transistoren bei + 150 bis + 200 °C. Bei Leistungstransistoren benutzt man Rippenkühlkörper, wie sie Bild 7 zeigt. Ein Kühlkörper

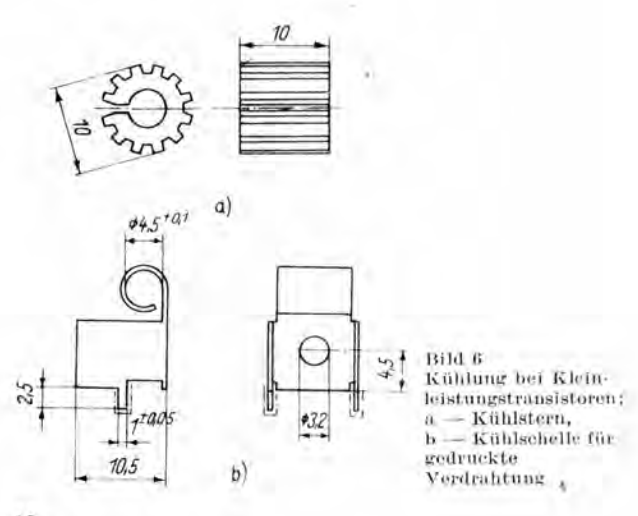


Bild 6
Kühlung bei Kleinleistungstransistoren;
a — Kühlstern,
b — Kühlschelle für gedruckte Verdrahtung

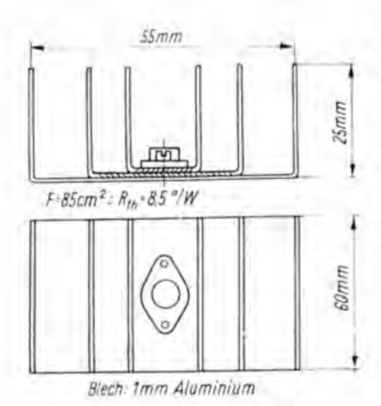


Bild 7
Rippenkühlkörper für Leistungstransistoren

dieser Art, aus 1-mm-Aluminiumblechen zusammengesetzt, mit den angegebenen Abmessungen hat eine Fläche von 85 cm² und einen Wärmewiderstand von $R_{th} = 8{,}5$ grd/W. Das sich einstellende Temperaturgefälle zwischen Transistor und Umgebung errechnet sich zu $\Delta T = (T_{sp} - T_u) = R_{th} \cdot P_{ges}$ und wird für einen 10-W-Transistor (wenn man ihn mit dieser Leistung voll beaufschlagt hat) $\Delta T = 85$ °C, was bei einer Umgebungstemperatur $T_u = +20$ °C einer Sperrschichttemperatur von 105 °C entspricht – also für diesen Fall zu hoch ist. Eine Belastung von 6 W für den Transistor ergibt thermische Sicherheit.
Der Wärmewiderstand der Transistoren wird meist im Datenblatt angegeben; es handelt sich dabei um den Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse. Beim *GC 102* beträgt er z. B. $R_{th} = 500$ grd/W.

1.3. Kenndaten von Transistoren – Aufbau des Datenblatts

Für den praktischen Einsatz von Transistoren in der Schaltungstechnik benötigt man eine Reihe von elektrischen Werten, die im Datenblatt des Herstellers aufgeführt sind. Bild 8 stellt ein solches Datenblatt des VEB HWF für den Transistor

Bild 8 Beispiel eines Datenblatts für Transistoren

GC 102*

① Verwendung: Germanium-pnp-Transistor für Verstärker, Misch- und Oszillatorstufen im Nieder- und Mittelfrequenzgebiet bei Umgebungstemperaturen T_u bis + 65 °C

Application: Germanium p-n-p transistor for amplifiers, mixer and oscillator stages in the low and medium frequency ranges at ambient temperatures T_u to + 65 °C

Abmessungen
Dimensions ②

Bauform A 3/25-b, TGL 11811

Form of construction A 3/25-b
TGL 11811
Masse ≈ 0.8 g

Maßskizze

ϕ 5,7
25
C
B
E
10
ϕ0,45

Zulässige Höchstwerte
Permissible maximum values ③

für T_u	=	+ 45 °C	
$-U_{CBO}$	=	15 V	
$-U_{CER}$	=	15 V	bei R_{BE} = 1 kΩ
$-U_{EBO}$	=	10 V	
$-I_c$	=	50 mA	
$\hat{I}_c$	=	150 mA	
T_{sp}	=	+ 75 °C	

Wärmewiderstand
Thermal resistance ④

R_{th} ≦ 500 °C/W

Kennwerte Characteristic values	für T_u = + 25 °C — 5 grd	Min	Typ	Max	**Meßbedingungen** Measuring conditions
Restströme Residual currents	$-I_{CBO}$			10 μA	$-U_{CB}$ = 6 V, I_E = 0
	$-I_{CER}$			300 μA	$-U_{CE}$ = 15 V, R_{BE} = 1 kΩ
	$-I_{CEO}$			200 μA	$-U_{CE}$ = 6 V, I_B = 0
Grenzfrequenz Cutoff frequency	f_T	6 MHz			$-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 2 mA, f_M = 3 MHz
Rauschmaß Noise figure	F			20 dB	$-U_{CE}$ = 3 V, $-I_C$ = 0,2 mA, f_M = 1 kHz Δf = 1 kHz, R_g = 500 Ω
					$-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 2 mA, f_M = 1 kHz
Vierpolwerte in Emitterschaltung Four-pole values in common emitter circuit	h11e		0,7 kΩ		b II — **Stromverstärkungsgruppen** current-amplification groups
	h11e		0,9 kΩ		c III
	h11e		1,6 kΩ		d IIII und e IIIII
	h12e		$7 \cdot 10^{-4}$		b II
	h12e		$8 \cdot 10^{-4}$		c III
	h12e		$12 \cdot 10^{-4}$		d IIII und e IIIII
	h22e		90 μS		b II
	h22e		120 μS		c III
	h22e		210 μS		d IIII und e IIIII
	h21e	29		55	b II
	h21e	45		88	c III
	h21e	72		162	d IIII
	h21e	132		300	e IIIII

* **Vorläufige Kenndaten** Preliminary characteristic values

GC 102 dar. Es enthält folgende Hauptgruppen von Angaben:

- Verwendungszweck, Angabe des Einsatzbereichs;
- konstruktive Ausführung, Daten mechanischer und konstruktiver Art;
- zulässige Höchstwerte, die beim praktischen Einsatz nicht überschritten werden dürfen;
- thermische Kennwerte, Wärmewiderstand, Kühlflächengröße usf.;
- betriebliche Kennwerte mit Angabe der Meßbedingungen, unter denen sie ermittelt wurden.

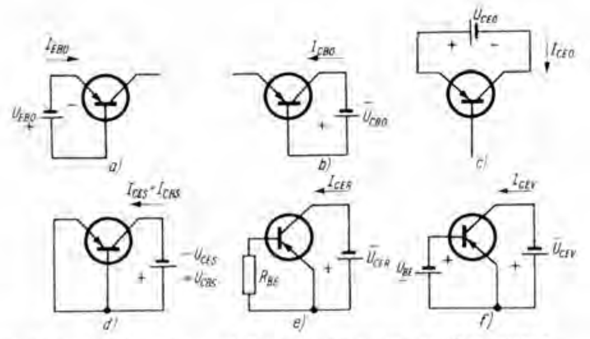
Neben diesen Angaben können im Datenblatt noch enthalten sein:

Angaben über

Klima- und Schüttelfestigkeit,
Impuls- und Schaltverhalten,
Meßschaltungen,
Applikationshinweise
und schließlich Kennlinien für die wichtigsten Parameter.

Für den praktischen Einsatz sollte man die im Datenblatt angegebenen Höchstwerte nur zu maximal 70% ausnutzen, dadurch wird die Betriebszuverlässigkeit erhöht, und gewisse Streuungen beim Austausch von Transistoren in einer Schaltung führen nicht zum Ausfall des Geräts. Die unter (3) angegebenen Höchstwerte dürfen auch im Impulsbetrieb nicht überschritten werden, das ist ein wichtiger Unterschied zur Elektronenröhre. Die Kennwerte unter (5) weisen Streuungen auf, so daß man je nach Parameter einmal den Mindest-, einmal den Höchstwert für die Typenkennzeichnung zugrunde legt. In der rechten Spalte sind die Meßbedingungen angegeben. Die Vierpolkennwerte, die sogenannten h-Parameter, schwanken stark mit der Stromverstärkung $\beta = h_{21e}$, so daß der Hersteller die Bauelemente nach Gruppen sortiert liefert. Man kann erkennen, daß die Schwankung von β etwa 1:10 beträgt.

Nun sollen die Angaben des Datenblatts im einzelnen besprochen werden. Zunächst die unter (3) angeführten Höchstwerte. Sie gelten bis zu Umgebungstemperaturen von +45 °C


Bild 9 Restströme und Sperrspannungen am Transistor

und können in bestimmten Impulsschaltungen überschritten werden. Der Wert U_{CBO} ist die Kollektor-Basis-Spannung bei offenem Emitteranschluß. In Bild 9 sind die Grundschaltungen für die Bestimmung der Restströme und Sperrspannungen am Transistor dargestellt. Zum Wert U_{CBO} in Teilbild b gehört der Reststrom I_{CBO}, der jedoch nicht beim Wert $U_{CBO,max}$ gemessen wird. Der Emitter bleibt bei dieser Messung frei. Die Sperrspannung U_{CER} mißt man zwischen Kollektor und Emitter bei einem definierten Widerstand zwischen Emitter und Basis, dazu gehört der Reststrom I_{CER}. Im Datenblatt ist der Wert von R_{BE} angegeben, für den die Parameter gelten. Die beiden Grenzfälle $R_{BE} = 0$ und $R_{BE} = \infty$ führen zu den Spannungswerten U_{CES} und U_{CEO}. Aus Bild 10 kann man ersehen, daß ein kleiner Widerstand im Basis-Emitter-Kreis eine höhere Spannung U_{CE} ermöglicht. Dies hat Bedeutung

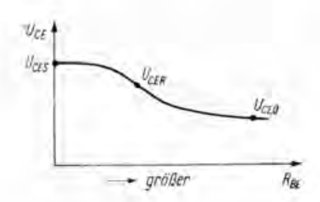


Bild 10
Beziehungen zwischen den 3 Spannungen U_{CES}, U_{CER} und U_{CEO}

besonders bei Leistungsstufen und Transvertern. U_{EBO} ist die Emitter-Basis-Spannung bei offenem Kollektor. Schließlich kann man noch die Werte U_{CEV} und I_{CEV} bei positiver Basisvorspannung messen, dies ist jedoch wenig gebräuchlich. Die Angabe $I_{C,max}$ betrifft den höchstzulässigen Kollektorgleichstrom unter Betriebsbedingungen. Wenn es interessiert, bei welcher Kollektorspannung diese 50 mA fließen dürfen, muß man aus den anderen Daten zunächst die Kollektorverlustleistung errechnen. Dies ist mit den Werten T_{sp} = Sperrschichttemperatur und Wärmewiderstand R_{th} möglich.

Es wird $P_{c,max} = \frac{T_{sp}}{R_{th}} = \frac{75}{500} = 150$ mW. Dann kann $U_c = \frac{P_C}{I_C}$ berechnet werden, es ergibt sich $U_C = 3$ V. Weiterhin ist der Impulsspitzenstrom angegeben. Dieser Wert darf kurzzeitig bei der Aussteuerung des Transistors auftreten, der Mittelwert des Wechselstroms im Kollektorkreis jedoch 50 mA nicht überschreiten.

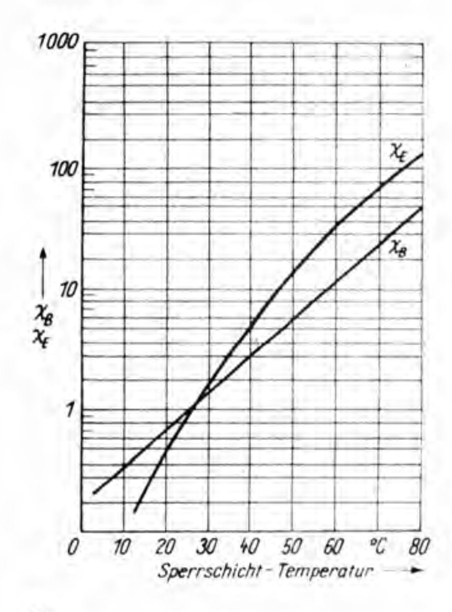


Bild 11
Normierter Reststromverlauf als Funktion der Sperrschichttemperatur

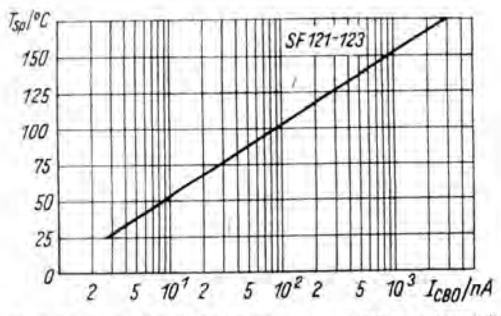


Bild 12 Reststrom I_{CBO} des Si-npn-Planartransistors SF 121-123 als Funktion der Sperrschichttemperatur

Die in (5) genannten Kennwerte wurden bei 20 bis 25 °C gemessen. Die Umgebungstemperatur spielt bei der Messung eine Rolle, denn die angegebenen Restströme sind stark temperaturabhängig. Auch die h-Parameter sind mehr oder weniger Funktionen der Temperatur. Definiert man das Verhältnis I_{CEO} bei t °C zu I_{CEO} bei +25 °C als $\varkappa_E$ und analog für die I_{CBO}-Werte den Wert $\varkappa_B$, so lassen sich die Änderungen des Reststroms mit der Temperatur normiert darstellen, wie es in Bild 11 der Fall ist. Eine Verdopplung der Temperatur bringt eine Verzehnfachung des Reststroms. Das Bild gilt für Ge-Transistoren. Bei Si-Transistoren ist der Verlauf ähnlich, nur liegen die Restströme im Gebiet von Nanoampere. Bild 12 verdeutlicht die Änderung des Kollektorreststroms I_{CBO} mit der Temperatur für die npn-Si-Planartransistoren *SF 121-123*. Erst bei Sperrschichttemperaturen von +150 °C kommt der Reststrom ins Gebiet der Mikroampere. Die folgenden Parameter bestimmen HF- und Rauschverhalten; sie sind aber nicht so einfach auszuwerten. Die als Grenzfrequenz definierte Größe f_T entspricht dem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt bei der Röhre. Beim Transistor ergibt sich für f_T die Beziehung $f_T = \beta f_m$. Man kann aus dem Kenndatenblatt ablesen (f_m = Meßfrequenz), daß sich bei einer Meßfrequenz von 3 MHz und den angegebenen Gleichstromwerten ein Stromverstärkungswert von $\beta = 2$ einstellt. Dabei ist β die Strom-

verstärkung in Emitterschaltung und gleich h_{21e}. Zwischen der in dem Datenblatt angegebenen Größe f_T und der α-Grenzfrequenz f_α ergibt sich empirisch die Beziehung $f_\alpha \approx 1{,}2\ f_T$ (in diesem Fall also 7,2 MHz). Bei gegebenem h_{21e} kann dann noch die β - Grenzfrequenz errechnet werden zu $f_\beta = \frac{f_\alpha}{h_{21e}}$. Nimmt man einen mittleren Wert von 40 für h_{21e} für den *GC 102* an (Stromverstärkungsgruppe b), dann wird $f_\beta = \frac{7{,}2}{40}$ $= 180$ kHz. Sie liegt um so niedriger, je größer h_{21e} des Transistors ist. Daraus läßt sich ableiten, daß für Breitbandverstärker kleinere Stromverstärkungswerte in Emitterschaltung (um 50) günstiger sind.

Das weiter im Datenblatt angegebene Rauschmaß stellt eine Kenngröße des Kleinsignalverhaltens des Transistors dar, die für NF- oder HF-Eingangsstufen Bedeutung hat. Das Rauschmaß ist das am Eingang des Transistors notwendige Signal-/Rausch-Verhältnis für ein Ausgangssignal-/Rausch-Verhältnis von 1. Formelmäßig kann geschrieben werden:

$$F_{(dB)} = 10 \lg \frac{u_e^2}{4\,k \cdot T\,\Delta f \cdot R_g};$$

u_e — Eingangsspannung, k — *Boltzmann*-Konstante $= 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K, T — absolute Temperatur in °K, Δf — Bandbreite in Hz, R_g — Generatorwiderstand in Ω.

Der angegebene Wert von 20 dB liegt sehr hoch. Der rauscharme Transistor *GC 117* hat ein F = 4 dB, und bei geeigneter Schaltung kann im NF-Gebiet ein Rauschfaktor F = 2 dB erreicht werden. Für eine Bandbreite von 10 kHz, einen Generatorwiderstand $R_g = 10$ kΩ und T = 293 °K ergibt sich eine Eingangsrauschspannung von 1,27 μV für das thermische Eigenrauschen des Generatorwiderstands allein (ideal rauschfreier Transistor). Bei einem Rauschmaß von 4 dB wird

$$F = 20 \lg \left(1 + \frac{u_{tr}}{u_{th}}\right);$$

u_{tr} — Rauschspannung des Transistors, u_{th} — thermische Eingangsrauschspannung. Daraus kann der Rauschbeitrag des Transistors errechnet werden. Es ist

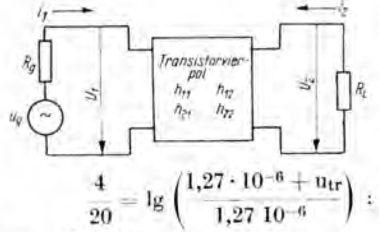


Bild 13 Vierpolersatzschaltbild des Transistors (gilt für Kleinsignalverhalten)

$$\frac{4}{20} = \lg\left(\frac{1{,}27 \cdot 10^{-6} + u_{tr}}{1{,}27 \cdot 10^{-6}}\right);$$

$u_{tr} = 0{,}74\ \mu V$.

Diese Spannung muß zu der Eingangsrauschspannung von 1,27 μV addiert werden, so daß sich nur Signale nachweisen lassen, die größer als rund 2 μV sind.

Die nächsten im Datenblatt angegebenen Kennwerte betreffen das Kleinsignalverhalten des Transistors. Es handelt sich um die sogenannten Vierpolparameter. Diese geben die Ersatzschaltung des Transistors in Form von 2 Gleichungen wieder:

$$u_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2$$
$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, u_2$$

Das zugehörige Vierpolersatzschema zeigt Bild 13.

Es bedeuten:

$h_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right) u_2 = 0$ = Kurzschlußeingangswiderstand (Dimension Ω)

$h_{12} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right) i_1 = 0$ = Leerlaufspannungsrückwirkung (dimensionslos)

$h_{21} = \left(\frac{u_2}{i_1}\right) u_2 = 0$ = Kurzschlußstromverstärkung (dimensionslos)

$h_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2}\right) i_1 = 0$ = Leerlaufausgangsleitwert (Dimension Ω^{-1} = Siemens)

Man sieht, daß die Parameter unterschiedliche Dimensionen haben, daher die Bezeichnung *Hybridparameter*. Die Stromverstärkung in Basisschaltung ist $\alpha = -h_{21b}$. Die Stromverstärkung in Emitterschaltung läßt sich nach der Beziehung

$\beta = \frac{-\alpha}{1 + \alpha}$ errechnen.

Das Nomogramm Bild 14 gestattet eine einfache Umrechnung.

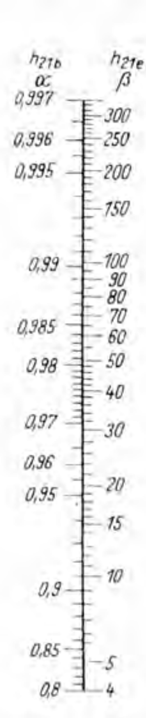


Bild 14
Umrechnung der Stromverstärkungsfaktoren in Basis- und Emitterschaltung

Für einen Transistor der Stromverstärkungsgruppe b des Typs *GC 102* ergibt sich für α ein Bereich von 0,967 bis 0,983. Der Parameter h_{11e} kennzeichnet größenordnungsmäßig den zu erwartenden Eingangswiderstand, während der Kehrwert des Ausgangsleitwerts eine Abschätzung des Ausgangswiderstands gestattet. Im Fall eines *GC 102* der Gruppe b ergibt sich ein Eingangswiderstand von rund 900 Ω und ein Ausgangswiderstand von rund 10 kΩ für die Emitterschaltung.
Die im Datenblatt angegebenen Kennwerte sind nun sowohl arbeitspunkt- als auch temperaturabhängig. Bild 15 zeigt die Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors h_{21e} für große Signale, hier B genannt, vom Kollektorstrom I_c und von der Umgebungstemperatur T_u. Man erkennt, daß der Strom für optimales B im Gebiet um 50 mA liegt und daß B mit stei-

gender Temperatur größer wird. Dieses Beispiel des *SF 121-123* zeigt, daß für optimale Stufenverstärkung $I_c \geqq 10$ mA zu empfehlen ist. Man strebt bei der Entwicklung von Transistoren danach, die Abhängigkeit des Parameters h_{21e} von I_c

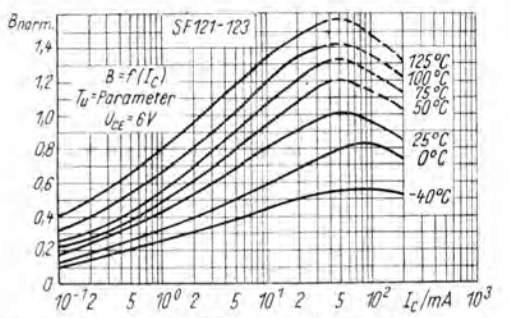


Bild 15 Großsignalstromverstärkung in Emitterschaltung als Funktion von Umgebungstemperatur und Kollektorstrom

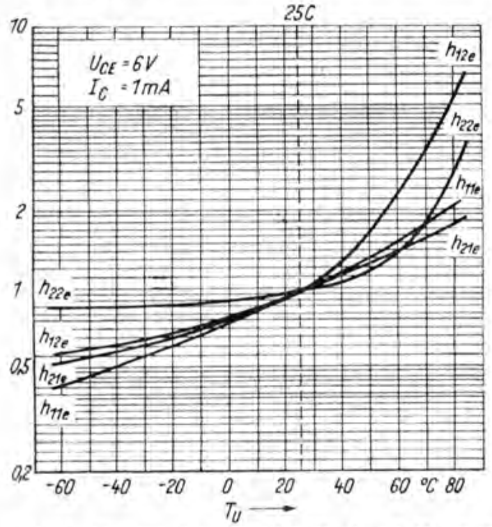


Bild 16 Temperaturabhängigkeit der h-Parameter eines Ge-Transistors

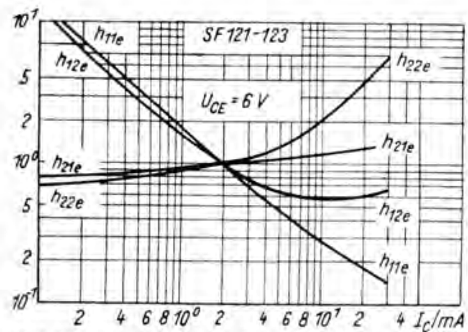


Bild 17 Stromabhängigkeit der h-Parameter eines Si-Planartransistors

möglichst kleinzuhalten. Es sind Transistoren bekannt, die ein $h_{21e} = 100$ über einen Strombereich von 50 μA bis 10 mA für I_c garantieren. Bild 16 gibt die Änderungen der 4 h-Parameter eines Ge-Transistors als Funktion von T_u (bezogen auf + 25 °C) wieder. Es ist zu erkennen, daß mit steigender Temperatur besonders der Parameter h_{12e} (die Rückwirkung) stark ansteigt. Die Änderungsbreite der übrigen Parameter liegt im Bereich 1:4. Bild 17 zeigt die Änderung der h-Parameter eines Si-npn-Planartransistors *SF 121-123* mit dem Kollektorstrom für eine Kollektorspannung von 6 V.

1.4. Kenndaten von Transistoren – Kennlinien

Für den Einsatz des Transistors als Verstärker sind die Kennlinienfelder von großer Bedeutung. Man kann aus dem Kennlinienfeld sowohl die Werte der Parameter als auch die Werte des Außenwiderstands, der maximal abgebbaren Leistung usf. ablesen. Neben dem Datenblatt ist für den zweckmäßigen Einsatz der Halbleiterbauelemente das Kennlinienblatt unbedingt erforderlich. Während für die Elektronenröhre 2 Kennlinienfelder ausreichen, nämlich $I_a = f(U_g)$ als Eingangs-, $I_a = f(U_a)$ als Ausgangskennlinienfeld, ist für den Transistor auf Grund der Rückwirkung die Angabe von 4 Kennlinienfeldern zur genauen Charakterisierung notwendig. Üblicher-

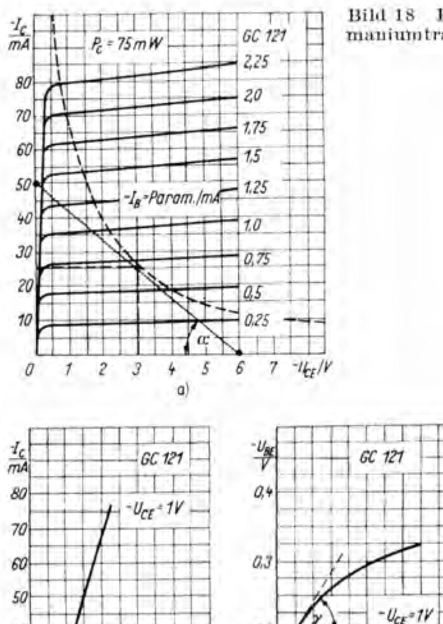


Bild 18 Kennlinien des Germaniumtransistors GC 121

weise werden folgende Kennlinien angegeben (Bild 18): $I_c = f(U_{CE})$ als Ausgangskennlinienfeld und $I_C = f(I_B)$ und $U_{BE} = f(I_B)$ als Eingangskennlinienfelder. Die Kennlinie $U_{BE} = f(I_B)$ ist einfach die Durchlaßkennlinie der Emitterdiode. Man erkennt aus dem Verlauf, daß zur Öffnung des pnp-Ge-Transistors eine Basis-Emitter-Spannung größer als 0,15 V notwendig wird. Bei Si-Transistoren beginnt diese Kennlinie erst bei rund 0,8 V, so daß ein Ersatz von Ge- durch Si-Typen nicht unmittelbar möglich ist.

Wie bei der Röhre läßt sich der Außenwiderstand ins Ausgangskennlinienfeld einzeichnen. Sein Wert wird durch die Grenzleistungshyperbel, die Batteriespannung und den zulässigen Maximalstrom festgelegt. In Bild 18a ist eine Außenwiderstandsgerade für die Speisespannung von 6 V und für einen Arbeitspunktstrom von 25 mA eingezeichnet. Der Tangens des Steigungswinkels α ist gleich $\tan\alpha = \frac{1}{R_a}$, in diesem Fall also 120 Ω. Der Arbeitspunkt liegt bei 3 V und 25 mA (A-Betrieb), so daß im Ruhezustand eine Gleichstromleistung von 75 mW aufgebracht werden muß. Man steuert mit einer Basisstromänderung von 1,5 mA einen Kollektorstrom von 50 mA durch. Die Ausgangsleistung beträgt 150 mW, die Eingangsleistung 1,5 mA mal 0,25 V = 0,4 mW, damit ist die Leistungsverstärkung der Stufe rund 400fach in Emitterschaltung, also ein recht hoher Wert, der Tangens des Winkels β ist h_{21e}, während $\tan\gamma = h_{11e}$ entspricht. Ein weiterer Wert von Bedeutung für den Einsatz ist die Kniespannung, d. h. die Spannung, bei der die $I_C = f(U_{CE})$-Kurve bei kleinen U_{CE}-Werten abknickt. Beim *GC 121* liegt die Kniespannung bei 0,5 V, bei Epitaxialplanartransistoren kann sie bis herab zu 50 mV liegen. Dafür tritt bei Si-Transistoren im Gebiet großer Kollektorspannungen ein Lawinendurchbruch auf, der zum Umknicken der $I_C = f(U_{CE})$-Kennlinie führt. Man kann einen solchen Transistor nur bis zu Kollektorspannungen unterhalb

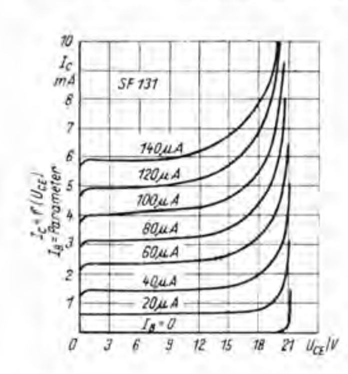


Bild 19
Kennlinien des
Si-Planartransistors SF 131

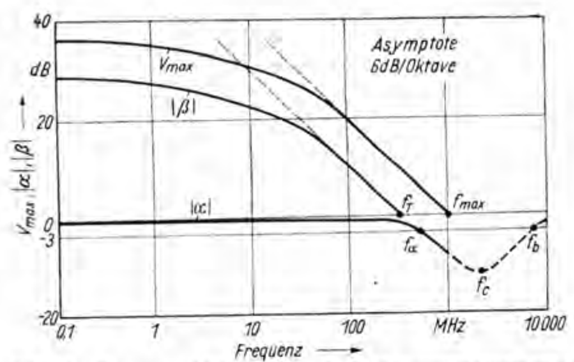


Bild 20 Frequenzabhängigkeit der Stromverstärkungsfaktoren $h_{21b} = \alpha$ und $h_{21e} = \beta$ sowie V_{max} von der Frequenz

des Durchbruchs einsetzen, hier also bei $U_{CE,max} = 15$ V. Aus Bild 19 kann der Stromverstärkungsfaktor ermittelt werden

zu $h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{4{,}2}{0{,}1} = 42.$

Für den Einsatz des Transistors bei hohen Frequenzen interessieren noch der Verlauf der Stromverstärkung als Funktion der Frequenz sowie die Abhängigkeit des Verstärkungs-Bandbreite-Produkts f_T vom Arbeitspunkt. In Bild 20 ist der Verlauf von $|\alpha|$ und $|\beta|$ sowie V_{max} als Funktion der Frequenz dargestellt. Bei hohen Frequenzen nimmt $|\beta|$ und V_{max} mit 6 dB pro Oktave ab.

$V_{max} = 1$ (0 dB) entspricht der Grenzfrequenz f_{max}, bei $|\beta| = 1$ liegt f_T, und bei 0,707 $|\alpha|$ (−3 dB-Wert) findet man f_α. Bei über der Grenzfrequenz liegenden Frequenzen kehrt sich der Verlauf der Kurve für $|\alpha|$ um. Für den betrachteten Transistor ist ein Einsatzgebiet bis 10 MHz ohne Verstärkungsverlust, bis 100 MHz mit verringerter Verstärkung sowie eine Schwingmöglichkeit als Oszillator bis 800 MHz gegeben.

Der Grenzfrequenzwert f_T hängt sehr stark vom Gleichstromarbeitspunkt ab. Man gibt daher für HF-Transistoren Kurven gleichen f_T-Werts im I_C-/U_{CE}-Feld an. Bild 21 zeigt ein solches Bild mit den Kurvenscharen für f_T. Es wird deutlich, daß zur

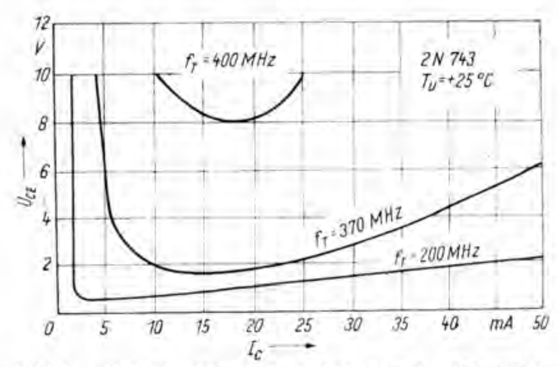


Bild 21 Kurven konstanten f_T-Werts im I_C-/U_{CE}-Feld

Erzielung von $f_T = 400$ MHz eine Kollektorspannung von 8 V bei einem Kollektorstrom von 15 bis 20 mA erforderlich ist.

Die gleichfalls das HF-Verhalten des Transistors bestimmenden Ein- und Ausgangskapazitäten sind strom- bzw. spannungsabhängig. Für die Ausgangskapazität C22 (liegt parallel zu h_{22}) eines Si-npn-Transistors ergibt sich der in Bild 22 dargestellte Verlauf. Mit höherer Kollektorspannung wird die Kapazität kleiner. Diese Spannungsabhängigkeit kann zur Nachstimmung von Oszillatoren benutzt werden (Reaktanztransistor) — sie stört jedoch bei Resonanzverstärkern, weil sie eine spannungsabhängige Kreisverstimmung bewirkt.

Für Leistungstransistoren spielt der Lawinendurchbruch der Kollektor-Emitter-Strecke bei hohen Betriebsspannungen oder bei induktiver Last eine Rolle. Betrachtet man die impuls-

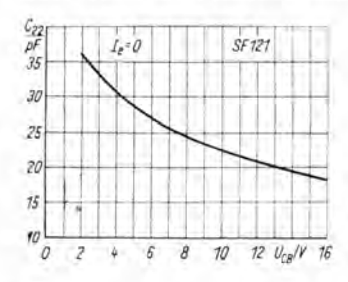


Bild 22
Ausgangskapazität des Si-npn-Planartransistors SF 121 als Funktion der Kollektorspannung

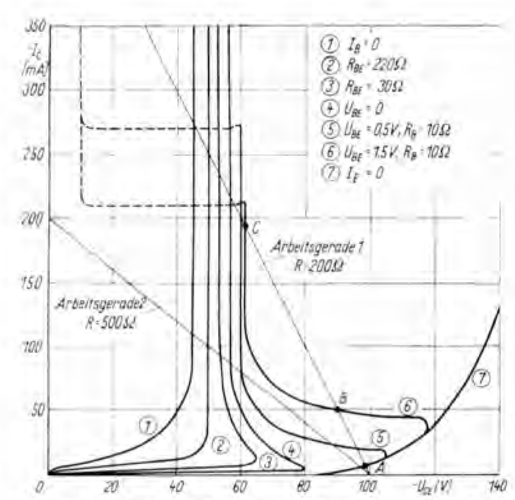


Bild 23 Durchbruchskennlinien eines Ge-Leistungstransistors (im Beispiel 2 N 268)

mäßig aufgenommenen sogenannten Durchbruchskennlinien eines Ge-Leistungstransistors (Bild 23), dann wird dieses Verhalten klar. Bleibt man mit der Kollektorspannung unter 40 V, dann ist das Verhalten des Transistors normal. Schneidet man induktive Spannungsspitzen mit einer Zenerdiode mit 40 V Zenerspannung ab, dann kann auch diese Betriebsweise gefahrlos überstanden werden. Falls jedoch bei einer Kollektorspannung von 100 V und einer Außenwiderstandsgerade für R = 200 Ω gearbeitet wird, schneidet diese Gerade die Strom-/Spannungs-Kurve 6 dreimal. Diese Betriebsweise führt zum Durchschlag der Kollektorsperrschicht und ist daher unzulässig. Es entsteht ein Gebiet negativen Widerstands von A nach C. Die Kennlinie 7 stellt die Leerlauf-Durchbruchskennlinie der Kollektorsperrschicht dar. Mit kleiner werdendem Widerstand R_{BE} nimmt die Durchbruchsspannung zu. Allerdings treten Gebiete negativen Widerstands auf. Die Arbeitsgerade 2 für R = 500 Ω würde ein sicheres Arbeiten des Transistors bei 100 V Kollektorspannung für den Fall gestatten,

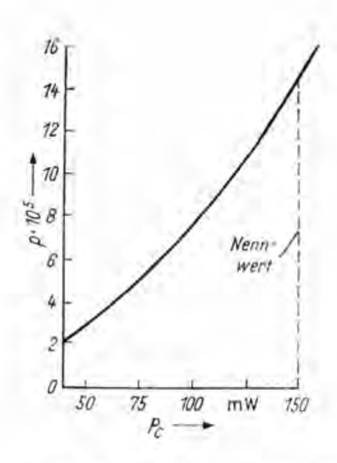


Bild 24
p-Faktor als Funktion der Kollektorverlustleistung von Transistoren

daß $U_{BE} = 1{,}5$ V (in Sperrichtung) und $R_B = 10\,\Omega$ gewählt wird. Die Kurven erklären den oftmals rätselhaften Durchschlag von Leistungstransistoren in Transverterschaltungen auch bei niedrigen Betriebsspannungen. Für die Praxis sollte man die Maximalwerte der Parameter eines Leistungstransistors nur zu 60% ausnutzen. Dies erhöht auch die Lebensdauer des Halbleiterbauelements als Teil eines Geräts. Bild 24 zeigt z. B. die Abhängigkeit des sogenannten p-Faktors von der Kollektorverlustleistung, wobei sich ergibt, daß eine Herabsetzung der Kollektorverlustleistung auf $^1/_3$ des Nennwerts eine Verkleinerung des p-Faktors auf $^1/_7$ ergibt. Der p-Faktor ist durch die Beziehung $p(t) = \frac{dn}{n} \cdot \frac{1}{dt} \approx \frac{\Delta n}{n} \cdot \frac{1}{\Delta t}$ definiert, wobei n die Zahl der ausfallenden Bauelemente und t die Prüfzeit ist. Nähere Angaben zur Zuverlässigkeit findet der Leser in Heft 80 (dieser Broschürenreihe) von *O. Kronjäger.*

Es ist empfehlenswert, selbstentwickelte Schaltungen auf größte Zuverlässigkeit auszulegen und sich dabei auf international gesammelte Erfahrungen zu stützen. Für Transistoren ergeben sich Streuungen der Kenndaten aus dem Datenblatt. Hinsichtlich der Betriebszuverlässigkeit sollte man mit folgenden Streuungen rechnen, die gleichzeitig die Grenzen der

Betriebsfähigkeit darstellen (darüber hinausgehende Parameterveränderungen werden als fehlerhaft betrachtet):

Kollektorreststrom ≦ 5mal Datenblattwert
Stromverstärkungsfaktor von 0,7 bis 1,5 des Datenblattwerts
Rauschfaktor = Datenblattwert + 3 dB
Stabilisationsspannung = Datenblattwert ± 10%
Durchlaßspannung ≦ 1,5mal Datenblattwert

1.5. Kenndaten von Transistoren – Ermittlung mit einfachen Geräten

Für den Einsatz der Transistoren in der Amateurpraxis genügt eine einfache Funktionskontrolle. Diese wird meist bezüglich der Werte I_{CO} und β durchgeführt und in einzelnen Fällen auch nach der Grenzfrequenz f_T. Der Einfachheit halber werden die Reststrom- und Stromverstärkungswerte nach einem

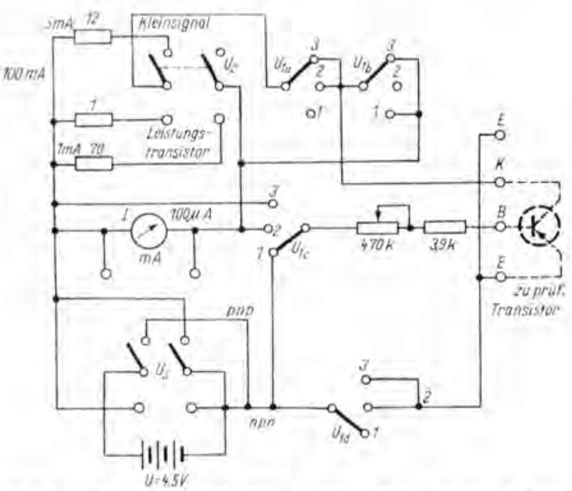


Bild 25 Prüfgerät für Transistoren nach dem Gleichstromverfahren

Gleichstromverfahren gemessen. Das Schaltbild eines Transistorprüfers mit Taschenlampen-Batteriespeisung zeigt Bild 25. Es können durch Umpolen der Speisebatterie mittels des Umschalters U3 sowohl pnp- als auch npn-Transistoren geprüft werden. Als Instrument wird ein Mikroamperemeter 100-0-100 μA (also Zeigerstellung 0 in Skalenmitte) benutzt, das dann nicht umgeschaltet zu werden braucht, wenn von pnp- auf npn-Messung geschaltet wird. Der Umschalter U1 hat 4 × 3 Kontakte. Stellung 1 gestattet die Messung von I_{CO}, Stellung 2 = Einstellung des Basisstroms, Stellung 3 = Messung des Stromverstärkungsfaktors β. Der Umschalter U2 ermöglicht eine Messung von Kleinsignal- und Leistungstransistoren je nachdem, in welche Stellung man ihn bringt. Die Stromverstärkung bei Kleinsignaltransistoren wird für Werte < 100 mit 50 μA Basisstrom, für Werte > 100 mit 10 μA Basisstrom gemessen. Bei Leistungstransistoren sind die entsprechenden Basisstromwerte 1 mA bzw. 0,5 mA. Mit dem Potentiometer 47 kΩ wird der Basisstrom entsprechend eingestellt, der Serienwiderstand von 3,9 kΩ begrenzt den Basisstrom auf maximal 1 mA. Bei der Messung von β wird das Mikroamperemeter auf 5 mA bzw. 100 mA geshuntet. Zuerst wird der Transistor in die Meßfassung gesteckt, dann in Stellung I_{CO} bei größtem Widerstandswert des Basisstrompotentiometers der Reststrom gemessen (vorher war schon der Leitfähigkeitstyp des Transistors eingeschaltet worden). Er soll bei HF-Transistoren etwa 5 μA, bei HF-Kleinsignaltypen 30 μA, bei Leistungstransistoren etwa 5 mA betragen. In der nächsten Schalterstellung wird I_B auf den gekennzeichneten Wert eingestellt (10 μA, 50 μA, 0,5 mA und 1 mA) und schließlich in der dritten Stellung von U1 die Stromverstärkung gemessen. Das Gerät läßt sich in einem Gehäuse 90 × 150 × 70 mm unterbringen. Der Innenwiderstand des Mikroamperemeters soll bei etwa 600 Ω liegen. Der Anschluß des zu prüfenden Transistors kann mittels Steckfassung (Subminiatur 5polig, Fa. Lanco, Ruhla) oder über 3 nebeneinander angeordnete isoliert festgeschraubte Krokodilklemmen erfolgen.

In Bild 26 ist für diese Meßmethode nochmals der Zusammenhang zwischen α und β grafisch dargestellt, denn oftmals wird

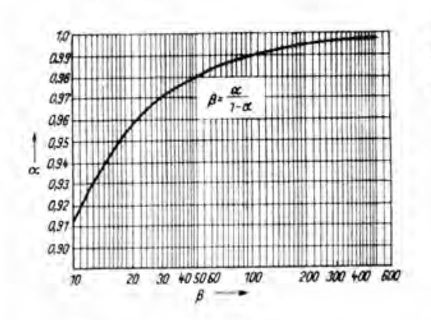


Bild 26
Zusammenhang der Stromverstärkungsfaktoren α und β

zur Berechnung einer Schaltung der Wert α benutzt, während β gemessen wurde.

Bild 27 zeigt die Schaltung eines einfachen Grenzfrequenzprüfgeräts, das grob die Einordnung des zu prüfenden Transistors nach f_T-Gruppen ermöglicht. Man baut eine Schwingschaltung mit dem Transistor auf – er arbeitet in Basisschaltung und wird kapazitiv rückgekoppelt über C2 und C3. Mit dem Luftdrehkondensator C1 läßt sich die Schwingfrequenz im (durch die zuschaltbare Spule bestimmten) Frequenzbereich in gewissen Grenzen ändern. Der Oszillator überstreicht einen Bereich von 0,4 bis 50 MHz. Dabei kann es durchaus möglich sein, daß die Größe von C2 ein einwandfreies Schwingen über

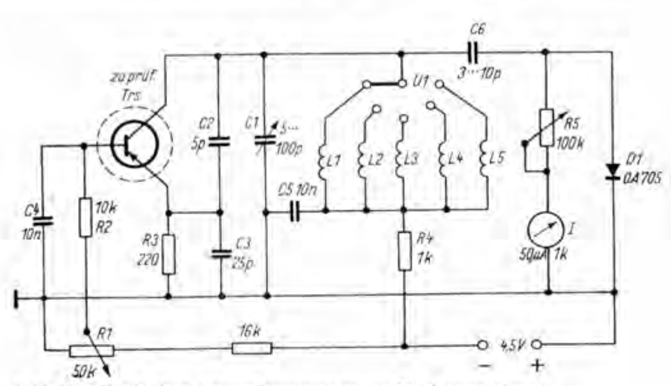


Bild 27 Einfacher Grenzfrequenztester für Transistoren

den ganzen Bereich nicht gestattet. Dann muß entweder C2 durch einen Trimmer 4 bis 30 pF ersetzt werden, den man geeignet einstellt, oder man schaltet je nach Bereich den Kondensator mit einem getrennten Schalterpaket auf U1 mit um.

Der genaue Wert für C2 ist praktisch auszuprobieren. Wenn der Transistor schwingt, wird eine HF-Spannung über C6 an das Diodenvoltmeter D1-I-R5 gekoppelt. Das Mikroamperemeter schlägt aus. Mit R1 regelt man den Arbeitspunkt des zu prüfenden Transistors optimal ein; R5 dient zur Regelung des Endausschlags für das Diodenvoltmeter. Man schaltet beim Meßvorgang die Bereiche mit U1 grob um und stimmt mit dem Drehkondensator im Bereich ab, bis der Ausschlag am Instrument verschwindet. Den Kondensator C1 kann man grob in Frequenzwerten eichen. Es läßt sich nun die Frequenz ablesen, bei der die Schwingungen aussetzen; sie ist etwa gleich f_T. In der folgenden Tabelle sind die Wickeldaten der benutzten Spulen angegeben.

Tabelle 1 Wickeldaten der Spulen des Grenzfrequenztesters

Spule	Frequenzbereich (MHz)	Windungszahl	Spulendurchmesser (mm)	Drahtart	Bemerkungen
L1	0,4 bis 0,7	500	12	0,15-mm-CuLS	Kreuzwickel
L2	2 bis 5	60	15	0,6-mm-CuL	einreihig Wdg. an Wdg.
L3	5 bis 10	42	15	0,6-mm-CuL	Wdg. an Wdg.
L4	10 bis 20	16	15	0,6-mm-CuL	einreihig, Drahtdurchmesser = Abstand
L5	20 bis 45	6	15	1,0-mm-CuL	Keramikkörper

Die Spulen sind dicht am Drehkondensator um den Umschalter anzuordnen. Als Gehäuse sollte ein Aluminiumblechgehäuse geeigneter Größe benutzt werden (aus HF-Abschirmgründen). Die beschriebenen einfachen Funktionsprüfgeräte reichen für die meisten Fälle in der Amateurpraxis aus, sie lassen sich leicht und ohne großen Aufwand herstellen, ergeben aber hinreichend genaue Meßwerte.
Die volkseigene Industrie stellt Transistorprüfgeräte her, z. B. die einfachen Gleichstromprüfgeräte *Transivar 1* (für Kleinsignaltypen) und *Transivar 2* (für Leistungstransistoren) oder auch das Transistormeßgerät *Typ 1029* des VEB Funkwerk Erfurt nach dem Wechselstromverfahren bei einer Meßfrequenz von 800 Hz zur Messung der h- und y-Parameter.

2. Praktischer Einsatz von Transistoren

Nachdem in Kapitel 1. kurz die Grundlagen und Kennwerte dargestellt wurden, soll der folgende Abschnitt das Bauelement *Transistor* in seinen wichtigsten Einsatzgebieten zeigen. Im Rahmen eines PFA-Heftes kann natürlich nur angedeutet werden, in welchem Umfang man heute Halbleiterbauelemente einsetzen kann. Genauere Angaben zu den einzelnen Einsatzbereichen findet der Leser in dem Buch *Transistortechnik für den Funkamateur*, 4. Auflage, des Verfassers.

2.1. Der Transistor als Kleinsignal-Linearverstärker

In diesem Einsatzgebiet dient der Transistor vorwiegend zur Spannungsverstärkung. Die Änderung der Ströme und Spannungen ist, bezogen auf den Gleichstromarbeitspunkt, nur gering. Es können zur Berechnung die aus dem Kennblatt entnommenen h-Parameter benutzt werden, oder man kann mit einfachen linearen Näherungen arbeiten. In diesem Kleinsignalbereich unterscheidet man zwei Gebiete:

- Verstärkung niederfrequenter Signale (hier ist f_T mehrere Größenordnungen höher als die zu verstärkenden Frequenzen),
- Verstärkung hochfrequenter Signale (bis zu $0{,}3\ f_T$).

Beiden Gebieten gleich ist die Wahl und Stabilisierung des Arbeitspunkts.

2.1.1. Arbeitspunktwahl und -stabilisierung

Um die Verhältnisse bei der Kleinsignal-NF-Verstärkung demonstrieren zu können, sei das Kennlinienfeld des Ge-Transistors *GC 118* als Beispiel gewählt. Bild 28 zeigt das Feld $I_c = f(U_{CE})$ mit I_B als Parameter.
Wenn man eine Verstärkerstufe für die Speisespannung von $U_{batt} = 12$ V dimensionieren will, legt man zuerst einmal eine

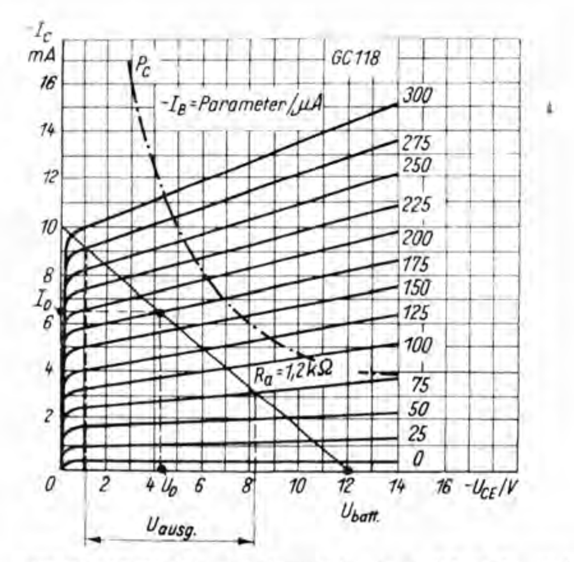


Bild 28 Wahl des Arbeitspunkts eines NF-A-Verstärkers im Kennlinienfeld

Außenwiderstandsgerade fest, die folgenden Bedingungen genügen muß:

- sie muß unterhalb der Verlustleistungshyperbel verlaufen;
- sie muß eine möglichst lineare Verstärkung gestatten, d. h., die Schnittpunkte mit den I_B= konst.-Linien müssen immer gleichen Abstand haben;
- sie muß genügend hohe Ausgangswechselspannung ermöglichen.

Eine Außenwiderstandsgerade R_a = 1,2 kΩ erfüllt diese Forderungen; den Arbeitspunkt legt man etwa in die Mitte der R_a-Linie, und zwar ungefähr auf die Werte U_0 = 4,5 V und I_0 = 6,5 mA. Die von der Stufe aufgenommene Gleichstromleistung wird dann P_0 = 29 mW. Mit geringen Verzerrungen

kann man von $U_{CE} = 1$ V bis $U_{CE} = 8$ V aussteuern, man erhält also eine Wechselspannungsamplitude von 7 V.
Die zugehörigen Werte des Kollektorwechselstroms liegen bei 3 bis 9 mA, was eine Wechselstromamplitude von 6 mA ergibt. Die Ausgangswechselleistung ergibt sich dann zu $P_w = 0{,}5 \cdot I_w \cdot U_w = 21$ mW. Die für diese Ausgangswerte notwendige Änderung des Basisstroms kann auch aus dem Kennlinienfeld abgelesen werden und beträgt 200 μA. Multipliziert man diesen Wert mit dem dazugehörigen ΔU_{BE} von 60 mV, so ergibt sich eine Eingangsleistung von 6 μW. Setzt man beide Werte in Beziehung, dann erhält man die Leistungsverstärkung $V_p = \frac{P_{w,aus}}{P_{w,ein}} = 3000$fach (rund 34 dB). Die Spannungsverstärkung beträgt rund $\frac{7000}{60} = 110$fach (errechnet man sie näherungsweise nach der Beziehung $V_u = \frac{V_p}{\beta}$, dann ergibt sich mit $\beta = 30$ der Wert $V_u = 100$, was auch in guter Übereinstimmung steht). Aus diesem Beispiel wird deutlich, daß durch Arbeitspunktwahl im Kennlinienfeld die Stufe zum größten Teil bereits dimensioniert ist. Es verbleibt nur die Festlegung der Basisspannungen und -ströme, die diesen Arbeitspunkt gestatten. Dabei tritt allerdings der Einfluß der Umgebungstemperatur stark in Erscheinung, und bei unrichtiger Wahl der Schaltung läuft der Arbeitspunkt mit steigender Temperatur weg; dann treten starke Verzerrungen auf.
Bild 29 zeigt die einfachste Art der Basisvorspannungserzeugung, nämlich die Stromeinprägung über einen großen Vorwiderstand, der an die Kollektorspeisespannung gelegt wird. Die Stufe enthält also nur 2 Widerstände und 2 Koppelkondensatoren. In dieser Art wird sie von den Amateuren auch dort eingesetzt, wo die Temperaturstabilität keine so große Rolle spielt (bei Si-Transistoren kann man diese Schaltung auf Grund des sehr kleinen Reststroms auch in einem größeren Umgebungstemperaturbereich anwenden).
Für den praktischen Aufbau wählt man den Basisvorwiderstand rund β-mal größer als den Kollektorwiderstand und

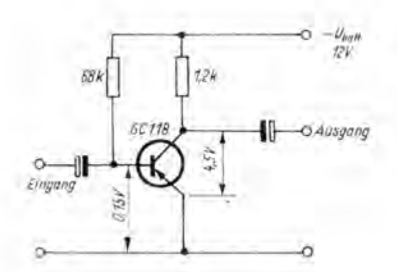


Bild 29
Einfachste
Ausführung eines
NF-A-Verstärkers
in Emitterschaltung

stimmt seinen genauen Wert so ab, daß sich eine Kollektor-Emitter-Spannung von 4,5 V am Transistor ergibt. Dann kann man an der Basis-Emitter-Strecke (hochohmig!) eine Spannung von 0,15 V messen. Damit ist die Stufe voll bemessen. Für A-Stufen kann man die Regel der halben Speisespannung für die optimale Einstellung des Arbeitspunkts anwenden. Man regelt den Vorwiderstand bzw. Basisspannungsteiler so ein, daß an R_a und an der Strecke Kollektor-Emitter jeweils die halbe Batteriespannung abfällt. Dieses Verfahren läßt sich bei Leistungen unterhalb der Verlustleistungshyperbel allgemein anwenden.

Der Kollektorgleichstrom I_c hängt vom Basisstrom I_B ab, der die Summe aus $I_{B,betr} + I_{C0}$ darstellt. Mit steigender Temperatur nimmt der Kollektorreststrom zu und damit auch der Wert I_C. Bei gegebenem R_a nimmt also mit steigender Temperatur die Spannung U_{CE} ab, was unterhalb eines gewissen Grenzwerts zu starken nichtlinearen Verzerrungen führt. Dies gilt in gleicher Weise auch für Si-Transistoren, da sich dort ebenfalls der Stromverstärkungsfaktor mit der Temperatur ändert.

Es ist deshalb erforderlich, den Arbeitspunkt gegenüber Einflüssen der Umgebung zu stabilisieren. Man definiert einen Stabilisierungsfaktor S als Verhältnis der Kollektorstromänderung mit der Temperatur zur Kollektorreststromänderung mit der Temperatur. Es ist

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{C0}}.$$

Bei der Benutzung von 2 Speisespannungsquellen kann S ≈ 1,

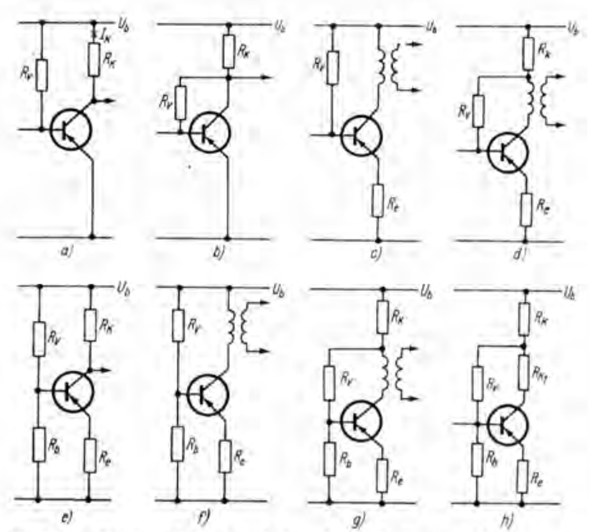


Bild 30 Die 8 möglichen Arten der Arbeitspunktfestlegung einer Transistorverstärkerstufe;
a — Basisvorwiderstand, b — mit Gegenkopplung, c — mit Emitterwiderstand, d — mit Emitterwiderstand und Gegenkopplung, e — mit Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand, f — wie bei e, nur $R_k = 0$, g — wie e mit Gegenkopplung, h — mit aufgeteilten Kollektorwiderstand

in allen anderen Fällen $S > 1$ erreicht werden. Für die Praxis reicht ein Wert von $S = 2$ bis 4 meist aus. Die oben in Bild 30 angegebenen 8 Arten der Stabilisierung umfassen alle praktisch vorkommenden Fälle. Die Berechnung der Werte der Schaltelemente wird für jede Art angegeben, wobei die Formeln in folgenden Grenzen gelten:

$$U_{Csätt} < U_{CE} < 0{,}5\ U_{CE,max};$$

$$I_{CO} \ll I_C < 0{,}4\ I_{C,max};$$

$$B_{stat} \approx \beta_o \geqq 30 \text{ bis } 50.$$

Die Schaltung in Bild 30a benutzt nur einen Basisvorwiderstand; es ergibt sich hierfür:

$$S \approx B_{stat} \text{ und } R_v = \frac{U_{Batt} \cdot B_{stat}}{I_C}.$$

Im Fall der Gegenkopplung über R_k ergibt sich für Bild 30b:

$$S = \frac{R_v}{\frac{R_v}{B_{stat}} + R_k} + 1 \text{ und } R_v = \frac{(U_{batt} - I_C R_k) \cdot B_{stat}}{I_C}.$$

Die nächste Möglichkeit zeigt Bild 30c. Hier wird ein Basisvorwiderstand durch einen Emitterwiderstand ergänzt (letzterer wirkt stromgegenkoppelnd). Es ergibt sich

$$S = \frac{R_v}{\frac{R_v}{B_{stat}} + R_e} + 1$$

und $$R_v = \frac{(U_{batt} - I_C R_k) B_{stat}}{I_C}$$

sowie $$R_e = \frac{U_{batt} - U_{CE}}{I_C}.$$

Die Schaltung in Bild 30d benutzt gleichstrommäßige Strom- und Spannungsgegenkopplung und ist im Prinzip eine Kopplung der Schaltungen b und c. Es wird in diesem Fall:

$$S = \frac{R_v}{\frac{R_v}{B_{stat}} + R_k + R_e} + 1;$$

$$R_v = \frac{(U_{batt} - U_{CE}) \cdot (S - 1)}{I_C \cdot \left(1 - \frac{S}{B_{stat}}\right)};$$

ebenso $$R_e = \frac{U_{batt} - U_{CE} - I_c R_k}{I_C}.$$

Damit sind die Schaltarten mit Basisvorwiderstand abgeschlossen, und Bild 30e zeigt die häufig verwendete Schaltung mit Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand. Die 3 noch fehlenden Arten lassen sich nach den gleichen Berechnungsmethoden erfassen. Die Schaltung 30f gilt für $R_k = 0$, wenn ein HF-Kreis im Kollektor eingeschaltet ist. In der Schaltung nach Bild 30g wird eine Gleichspannungsgegenkopplung eingeführt (bzw. ein RC-Siebglied liegt vor der Stufe im Kollektorzweig); schließlich zeigt Bild 30h noch die Schaltung mit

aufgeteiltem Kollektorwiderstand. Für die Schaltungen e und f gilt rechnerisch:

$$S = \frac{R_v R_b}{\frac{R_v R_b}{B_{stat}} + R_e (R_v + R_b)} + 1;$$

$$R_e = \frac{U_{batt} - U_{CE} - I_k R_k}{I_c};$$

$$R_v = \frac{U_{batt} (S - 1)}{I_c}$$

und $$R_b = \frac{R_e \; R_v (S - 1)}{R_v (1 - \frac{S}{B_{stat}}) - R_e \; (S - 1}$$

Schließlich gilt noch für die Schaltungen g und h:

$$S = \frac{R_v R_b}{\frac{R_v R_b}{B_{stat}} + R_e (R_v + R_b) + R_k (R_b + R_e)} + 1;$$

$$R_e = \frac{U_{batt} - U_{CE} - I_c R_k}{I_c};$$

$$R_v = \frac{(U_{batt} - I_c R_k) (S - 1)}{I_c};$$

$$R_b = \frac{R_e (R_v + R_k) (S - 1)}{R_v (1 - \frac{S}{B_{stat}}) - (R_e + R_k) (S - 1)}.$$

Damit sind alle interessierenden Größen bestimmt.
Zur Veranschaulichung der Beziehungen soll für eine Schaltung nach Bild 30f der Stabilitätsfaktor berechnet werden, wenn die Schaltungsparameter $R_b = 22$ kΩ. $R_v = 5{,}1$ kΩ, $R_e = 2{,}4$ kΩ und B_{stat} (Großsignalstromverstärkung in Emitterschaltung) $= 50$. Man kann die Formel für S vereinfacht schreiben als

$$S = \frac{R_v R_b}{R_e (R_v + R_b)} + 1 .$$

Die obigen Zahlenwerte eingesetzt, ergibt

$$S = \frac{5{,}1 \cdot 22}{2{,}4 \cdot (5{,}1 + 22)} + 1 = 1{,}72 + 1 = 2{,}72.$$

Dies ist ein ausreichender Wert für die Schaltung. Falls die Batteriespannung 12 V gewählt wird, fließt ein Kollektorstrom von rund 1,5 mA.

2.1.2. Der Transistor als Kleinsignalverstärker im NF-Gebiet

Wenn die Temperaturstabilisierung der Verstärkerstufe durch Wahl der geeigneten Schaltung für die Festlegung des Arbeitspunkts erreicht worden ist, verbleibt das Problem der Dimensionierung der Verstärkerstufe bezüglich Ein- und Ausgangswiderstand, Spannungsverstärkung und Frequenzgang. Obwohl das Kennlinienfeld meist erst im Großsignalfall herangezogen wird, soll eine Stufe in Emitterschaltung mit Hilfe des Kennlinienfelds und einiger Formeln berechnet werden.

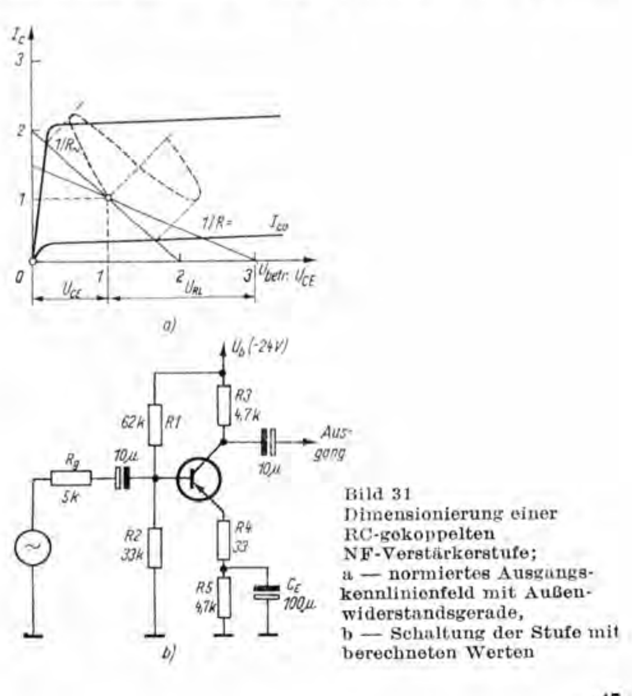


Bild 31
Dimensionierung einer RC-gekoppelten NF-Verstärkerstufe;
a — normiertes Ausgangskennlinienfeld mit Außenwiderstandsgerade,
b — Schaltung der Stufe mit berechneten Werten

Bild 31 zeigt in Teilbild a das normierte Ausgangskennlinienfeld $I_{CE} = f(U_{CE})$, in dem die Kennlinie für I_{CO} und $I_{B,max}$ eingezeichnet ist. Bei gewählter Batteriespannung U_{batt} wird für maximales Ausgangssignal mit geringstmöglichen Verzerrungen der Arbeitspunkt so gewählt, daß eine Aussteuerung zwischen I_{CO} und $I_{sätt}$ längs der Wechselstrom-Außenwiderstandskennlinie möglich ist. Die zu bemessende Stufe soll einen Eingangswiderstand $R_{ein} = 5\ k\Omega$ und einen Ausgangswiderstand $R_{aus} = 5\ k\Omega$ haben und eine Spannungsverstärkung von $V_u = 100$ aufweisen. Es wird eine Batteriespannung von $U_{batt} = 24\ V$ gewählt. Der sich aus h_{22} ergebende Innenwiderstand des Transistors liegt im Gebiet von 50 bis 500 kΩ, so daß zunächst vereinfacht $Z_{aus} = R3$ gewählt werden kann. Weiter soll gelten: $R4 + R5 = R3$. Wählt man $R3 = 4{,}7\ k\Omega$ (IEC-Wert), dann wird $R4 + R5 = 4{,}7\ k\Omega$ ebenfalls.

Für die Gleichstromaußenwiderstandsgerade gilt dann die Formel:

$$I_m = \frac{U_{batt}}{R3 + R4 + R5}.$$

Wählt man den Arbeitspunkt $I_0 = 0{,}66\ I_m$, so gilt weiter $U_E = 0{,}33\ U_{batt} = U_{CE}$. Im Beispiel wird $I_m = \frac{24}{9{,}4\ 10^3}$ $= 2{,}56\ mA$, damit $I_0 \approx 1{,}7\ mA$ $U_E = U_{CE} = 8\ V$ (dies ist die maximale Ausgangsspannung, Spitzenwert). Den Stromgegenkopplungswiderstand im Emitterkreis R4 wählt man $R4 > r_e$ mit $r_e = \frac{26}{I_E}$ (I_E in Milliampere einsetzen). Im vorliegenden Fall wird $r_e \approx 15\ \Omega$. Weiter wird R4 durch die gewünschte Spannungsverstärkung definiert, so daß gilt: $V_u = \frac{R3}{(R4 + r_e)}$. Mit $V_u = 100$ ergibt sich $R4 = 33\ \Omega$. Da dieser Widerstand klein gegenüber R5 ist, kann für $R5 = 4{,}7\ k\Omega$ eingesetzt werden. Der Basisspannungsteiler R1 und R2 wird so dimensioniert, daß der Stabilitätsfaktor S für Germaniumtransistoren < 5 und für Si-Transistoren < 10 beträgt. Es wird hier (Ge-Transistor) $R1 \parallel R2 = 4\ (R4 + R5)$, und wenn man U_{BE} vernachlässigt (sie ist etwa 200 mV), gilt weiter

$U_E = \frac{R2}{(R1 + R2)}$. In diesem Beispiel wird also R1 || R2 = 20 kΩ und R1 = 2 R2, daraus folgt R2 = 33 kΩ und R1 = 62 kΩ. Damit für Wechselstrom der Widerstand R5 nicht wirksam wird (er dient ja nur zur gleichstrommäßigen Stabilisierung des Arbeitspunkts), muß er mit einem Kondensator C_E überbrückt werden. Dessen Größe ergibt sich aus folgender Beziehung

$$X_{CE} = \frac{R_4 + R_{ein}}{10} \text{ mit } R_{ein} = \frac{R_g + r_b}{\beta} + r_e.$$

R_g ist der Generatorinnenwiderstand, der in diesem Fall gleich R_{ein} gesetzt werden kann unter Berücksichtigung der Parallelschaltung von R1 und R2; r_b läßt sich aus den h-Parametern im Arbeitspunkt ermitteln oder als $r_b = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$ aus der Eingangskennlinie um den Arbeitspunkt. Im Beispiel ist $\beta = 100$ und $r_b = 1$ kΩ, womit $R_{ein} = 65\,\Omega$ resultiert. Dann wird $X_{C_E} = 10$, und mit einer unteren Grenzfrequenz von 50 Hz kann die Größe des Emitterkondensators berechnet werden.

$$C_E = \frac{1}{\alpha\, X_{C_E}} = \frac{1}{2\,\pi\, f_u\, X_{C_E}} = \frac{1}{6{,}3 \cdot 50 \cdot 10} = 330\,\mu\text{F}.$$

Es wird der Wert $C_E = 500\,\mu$F eingebaut. Die Verlustleistung der Stufe wird $P_v = U_{CE} \cdot I_0 = 13{,}6$ mW. Die Ausgangsleistung wird $P_0 = \frac{U_{CE} \cdot I_0}{4} = 3{,}4$ mW. Die Speiseleistung beträgt $P_s = U_{batt} \cdot I_0 = 41$ mW. Damit kann der Wirkungsgrad der Stufe ermittelt werden zu

$$\eta = \frac{P_0}{P_s} = \frac{3{,}4}{41} = 8{,}2\,\%.$$

Dieser niedrige Wirkungsgrad ergibt sich auf Grund der erforderlichen Arbeitspunktstabilisierung durch R5 und den Basisteiler R1 + R2.

Die Stufe ist mit diesen Werten dimensioniert, der Koppelkondensator ergibt sich aus der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers, man kann näherungsweise setzen $X_C = 0{,}05\, R_{ein}$ oder $X_c = 250\,\Omega$, was bei $f_u = 50$ Hz $C = 10\,\mu$F ergibt. Für

den Ausgangskoppelkondensator kann man analoge Werte annehmen.

Sind höhere Ausgangsleistungen erforderlich, dann setzt man besser eine transformatorgekoppelte A-Verstärkerstufe ein, wie sie Bild 32 zeigt. Bei diesem Verstärker wählt man als Kompromiß den Wechselstromaußenwiderstand gleich dem Gleichstromaußenwiderstand. Folgende Werte müssen gegeben sein: Batteriespannung (hier 24 V), Generatorwiderstand $R_g = 2\,k\Omega$, Ausgangsleistung $P_0 = 45$ mW und der Wirkungsgrad des Ausgangsübertragers $\eta_T = 0{,}75$. Die Stufenleistung wird $P_{st} = \frac{P_O}{\eta_T} = \frac{45}{0{,}75} = 60$ mW. Dies ist weiterhin $P_{st} = \frac{U_{CE}\,I_0}{2}$. Wählt man $U_{CE} = 0{,}5\,U_{batt}$, dann wird $U_{CE} = 12$ V und $I_0 = 10$ mA.

$I_0 = \frac{2\,P_{st}}{U_{CE}}$. Der Wechselstromaußenwiderstand ergibt sich

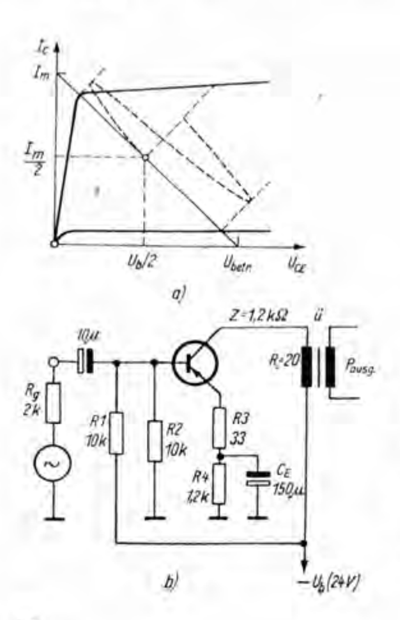


Bild 32
Dimensionierung einer transformatorgekoppelten NF-Verstärkerstufe; a — normiertes Ausgangskennlinienfeld, b — Schaltung mit berechneten Werten

dann zu $Z_1 = \frac{U_{CE}}{I_0} = 1{,}2\,k\Omega$. Der Gleichstromwiderstand der Primärwicklung des Ausgangsübertragers sollte $^1/_{10}$ dieses Wertes von Z_1 nicht überschreiten, was $R_{ge} = 120\,\Omega$ ergibt. Man wählt weiter $R3 + R4 = Z_1$. R3 dient wieder der Stromgegenkopplung. Er wird durch $R3 > 10\,r_e$ festgelegt. $r_e = \frac{26}{I_E} = 2{,}6\,\Omega$, damit $R3 > 26\,\Omega$, gewählt $33\,\Omega$. Da dieser Widerstand klein gegen R4 ist, kann für $R4 = 1{,}2\,k\Omega$ eingesetzt werden. Wie im vorangegangenen Beispiel gilt für den Basisspannungsteiler: $R1 \parallel R2 = 4\,(R3 + R4)$ – in diesem Fall also $5\,k\Omega$. Da $U_E = 12\,V$ sein soll, wird $R1 = R2 = 10\,k\Omega$. C_E errechnet sich wie im vorigen Beispiel zu $C_E = 500\,\mu F$. Die Verlustleistung der Stufe ohne Signal wird $P_V = U_{CE}\,I_0 = 120\,mW$, die Ausgangsleistung $P_0 = 60\,mW$, die Speiseleistung $P_s = 240\,mW$. Damit beträgt der Wirkungsgrad dieser Stufe ohne Transformator $\eta = 25\,\%$ und mit Berücksichtigung des Übertragerwirkungsgrads $\eta_{ges} = 0{,}75 \cdot 25 = 18{,}8\,\%$. Er liegt also höher als bei der RC-gekoppelten Stufe. Wenn ein Ausgangswiderstand von $300\,\Omega$ an der Sekundärseite erzeugt werden soll, dann muß das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_p}{R_s}} = \sqrt{\frac{12}{3}} = 2$ sein. Die Stufenverstärkung beträgt analog zum ersten Beispiel $V_u = \frac{1200}{(33 + 3)} = 33$.

Diese Beispiele sollen dem Amateur ein Hilfsmittel dafür sein, daß er seine in der Praxis vorkommenden Stufen dimensionieren kann. In der Folge sollen noch einige Schaltbeispiele aus der NF-Technik besprochen werden, die einen Nachbau gestatten. Mit modernen Si-Transistoren, wie *SF 131* oder *SC 207*, lassen sich direkt gekoppelte NF-Verstärker mit guten elektrischen Eigenschaften aufbauen. Bild 33 zeigt ein Schaltbeispiel. Gleichstrommäßig erfolgt die Arbeitspunktstabilisierung durch den Gegenkopplungswiderstand vom Emitter T2 auf die Basis T1; wechselstrommäßig wird die Verstärkung durch das Widerstandsverhältnis R2/R1 festgelegt. Die Speisespannung beträgt 12 V, der Verstärker kann 1 mW an $600\,\Omega$

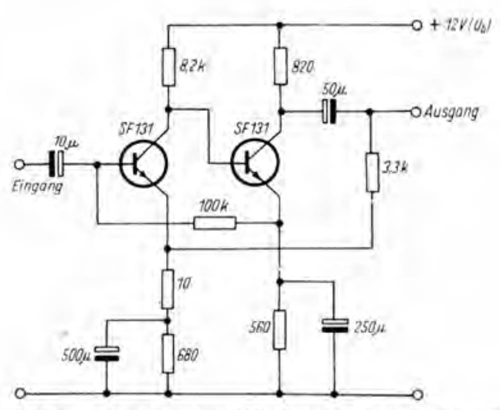


Bild 33 Hochwertiger NF-Verstärker in Siliziumtechnik

abgeben. Wird R1 = 10 Ω und R2 = 3,3 kΩ gewählt, dann ergibt sich eine 300fache Spannungsverstärkung und eine Leistungsverstärkung von 61 dB. Der Eingangsscheinwiderstand beträgt 8,5 kΩ, der Ausgangsscheinwiderstand 100 Ω. Der Klirrfaktor bei 1 kHz beträgt 0,5 %. Für eine Ausgangsspannung von 0,8 V an 600 Ω werden rund 2,5 mV Eingangsspannung benötigt; die Leistungsaufnahme liegt bei etwa 60 mW. Der Verstärker ist im Temperaturbereich von 0 ··· + 55 °C und bei β-Streuungen im Bereich 2:1 stabil. Wird R1 = 0 und R2 = ∞, dann ergibt sich V_u = 1200fach. Die bisher beschriebenen NF-Verstärker hatten Eingangswiderstände im Bereich einiger zehn Kiloohm. Für einige Anwendungsfälle ist dies ein zu niedriger Eingangswiderstand,

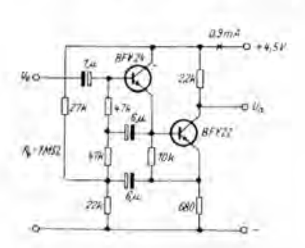


Bild 34
Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

z. B. bei Verstärkern für Kristallmikrofone o. ä. Die bisher benutzte Emitterschaltung wird dann durch eine Kollektorschaltung ersetzt, die grob überschlagsweise einen Eingangswiderstand von $R_{ein} = \beta_0 R_E$ aufweist. Bild 34 zeigt einen 2stufigen, mit Si-npn-Transistoren bestückten Vorverstärker mit einem Eingangswiderstand von rund 1 MΩ. Der Verstärker besteht aus einer Kollektorstufe und einer stark gegengekoppelten Emitterstufe als 2. Stufe. Die beiden Elektrolytkondensatoren wirken als Wechselstromrückkopplung. Die Ausgangsspannung wird am Kollektorwiderstand der 2. Stufe (2,2 kΩ) abgenommen. Die Gesamtverstärkung beider Stufen liegt bei 3. Die Schaltung arbeitet in erster Linie als Impedanzwandler und erst in zweiter Linie als Verstärker. Der Ruhestrom bei 4,5 V Speisespannung beträgt rund 1 mA. Die maximale Eingangsspannung darf 300 mV nicht überschreiten, der Frequenzbereich erstreckt sich von 20 Hz bis 16 kHz. Als Transistoren sind *SF 136* oder *SC 207* geeignet.

Ein gleichstromgekoppelter 3stufiger Vorverstärker mit Si-Transistoren nach Bild 35 zeigt gute Rauscheigenschaften

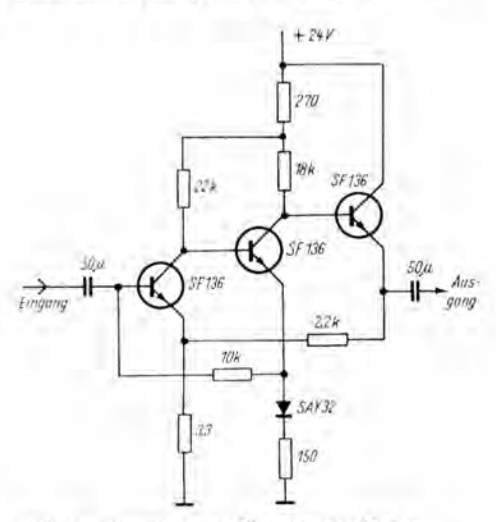


Bild 35 Rauscharmer Eingangsverstärker

sowie hohe Stabilität. T1 und T2 sind gleichstromgekoppelte Emitterstufen, T3 ist ebenfalls gleichstromgekoppelt als Kollektorstufe (Emitterfolger) nachgesetzt. Der Gleichstromarbeitspunkt wird durch 2 Gegenkopplungsschleifen festgelegt. Im Emitterkreis von T2 liegt die Serienschaltung von D1 und R4, die die Vorspannung für T1 erzeugt. Durch Einschalten der Diode wird die U_{BE}-Änderung von T1 mit der Temperatur kompensiert. R6 und R3 bilden die 2. Gegenkopplungsschleife, die neben der Gleichstromstabilisierung noch die Gesamtverstärkung des Vorverstärkers festlegt. Es gilt annähernd $V_u \approx \frac{R6}{R3}$. Im vorliegenden Fall ist $V_u \approx 600$fach. Die Verstärkung der ersten beiden Stufen soll über diesem Wert liegen, denn eine Kollektorstufe hat immer $V < 1$. Als Speisespannung werden 24 V benutzt, das ist eine Standardspannung im Niederspannungsgebiet. Man sollte auch in der Amateurpraxis immer genormte Spannungen verwenden. Als Standardreihe wird vorgeschlagen: 4,5 V – 6 V – 12 V – 24 V – 48 V und in Sonderfällen 60 V.

Die Bandbreite eines solchen direktgekoppelten Verstärkers liegt bei rund 100 kHz, reicht also in jedem Fall für *Hi-fi*-NF-Anwendung aus. Für Generatorwiderstände um 200 Ω ergibt sich ein niedriger Rauschfaktor. Der Bauelementeaufwand bleibt ebenfalls in vertretbaren Grenzen.

In Bild 36 ist eine andere Anwendungsmöglichkeit für einen RC-gekoppeltenNF-Verstärker dargestellt, ein Signalverfolger. Bei der Prüfung von Rundfunkgeräten oder Verstärkern leistet

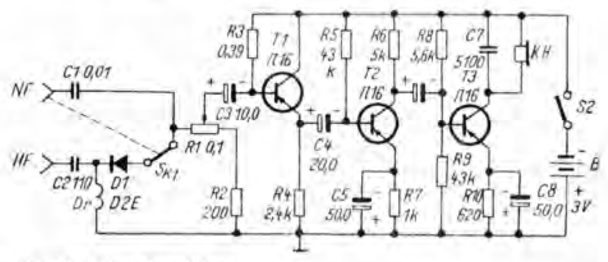


Bild 36 Signalverfolger

ein solches „elektronisches Stethoskop“ gute Dienste, da man mit seiner Hilfe ein Signal durch Antasten der einzelnen Stufen auf seinem Weg durch den Verstärker verfolgen kann. Man erkennt jede Verzerrung oder Verstärkungsminderung. Um mit dem Signalverfolger auch HF-Signale verfolgen zu können, ist ein HF-Demodulator eingebaut, den man über eine Schaltbuchse abschaltet, wenn der NF-Eingang benutzt wird. Mittels Eingangspotentiometers R1 läßt sich die Verstärkung des Signalverfolgers in weiten Grenzen einstellen. Die 1. Stufe bildet einen Impedanzwandler in Kollektorschaltung. Die beiden nächsten Verstärkerstufen sind emittergekoppelt und liefern den Hauptteil der notwendigen Signalverstärkung (rund 500fach). Ein Kopfhörer mit 2 kΩ Widerstand wird direkt in den Kollektorkreis der letzten Stufe geschaltet. Die Stromversorgung erfolgt durch eine 3-V-Stabbatterie. Der Signalverfolger wird mechanisch in Form einer zylindrischen Prüfspitze aufgebaut.
Für Meßzwecke ist der Breitbandverstärker nach Bild 37 geeignet. Er umfaßt einen Frequenzbereich von 1 kHz bis 4 MHz, hat hochohmigen Eingang und eine Anzeige der Ausgangsspannung mit Meßinstrument. Eine ähnliche Verstärkerschaltung wird im Induktivitätsmeßgerät 0,05 μH bis 1,1 H vom VEB Funkwerk Erfurt verwendet. Die beiden in *Darlington*-Schaltung angeordneten Si-npn-Planartransistoren ermöglichen einen Eingangswiderstand von rund 1 MΩ in Kollektorschaltung. Nimmt man $R_E = 1\,k\Omega$ und $\beta_1 = \beta_2 = 33$ an, so wird angenähert $R_{ein} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_E = 1\,M\Omega$. Meist liegt jedoch die Stromverstärkung des Einzeltransistors höher. Der sich anschließende 2stufige RC-Verstärker in Emitterschaltung ist mit dem HF-Transistor *GF 122* bestückt und wechselstrommäßig gegengekoppelt. Den Grad der Gegenkopplung kann man mit dem 250-Ω-Regelwiderstand einstellen. Die Ausgangsspannung wird über Ge-Dioden gleichgerichtet und dem Anzeigeinstrument zugeführt. Die Speisespannung des Verstärkers beträgt 9 V; sie kann 2 in Reihe geschalteten Flachbatterien entnommen werden. Schaltet man dem Verstärker einen frequenzgangkompensierten RC-Teiler vor, z. B. mit dem Teilerverhältnis 1:3:10:30, dann

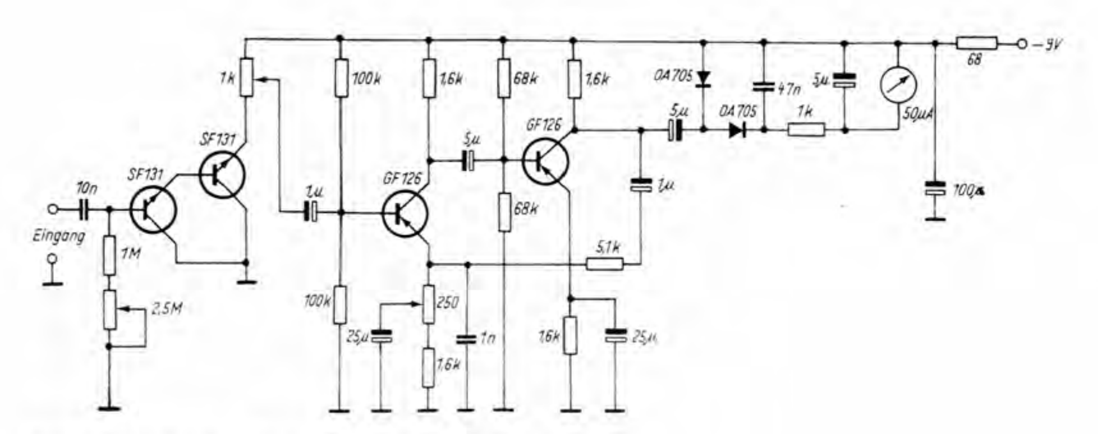


Bild 37 Breitbandiger Meßverstärker

erhält man ein vielseitig verwendbares Transistorvoltmeter. Bisher wurde bei allen hier beschriebenen Verstärkern darauf geachtet, daß der Verstärkungsgang im Übertragungsfrequenzbereich möglichst linear verlief, d. h., alle Frequenzen im Durchlaßbereich werden mit gleichem Faktor verstärkt. An den Bandgrenzen fällt die Verstärkung um 3 dB (d. h. auf den Wert 0,71 V_{nenn}) ab. In der *Hi-fi*-Technik wird jedoch gewünscht, den Klang je nach Raumakustik und Lautsprechereigenschaften verändern zu können. Dies kann mittels Klangregelnetzwerken geschehen. Im einfachsten Fall kann man die Höhen variabel absenken, und zwar durch eine Reihenschaltung eines Kondensators geeigneter Größe mit einem Regelwiderstand (z. B. hinter der 1. NF-Stufe C = 0,47 μF mit 5-kΩ-Regelwiderstand in Reihe). Besser ist jedoch ein sogenannter *Fächerregler*, d. h. eine Schaltung, die Höhen und Tiefen getrennt anzuheben oder abzusenken gestattet. Bild 38 zeigt einen solchen Vorverstärker mit Fächerregler in Si-Technik. Der Eingangswiderstand des Verstärkers liegt bei 400 kΩ, die Dämpfung des Fächerreglers muß durch eine zusätzliche Verstärkerstufe ausgeglichen werden. Mit Hilfe zweier Potentiometer kann der Frequenzgang bei 30 Hz um +16 bis −10 dB (bezogen auf den Wert bei 1000 Hz) angehoben oder abgesenkt werden. Die entsprechenden Werte des Reglers bei 15 kHz sind +12 bis −18 dB.

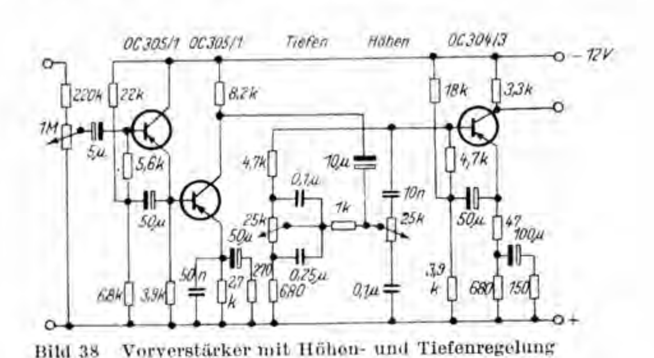


Bild 38 Vorverstärker mit Höhen- und Tiefenregelung (Fächerregler)

Es kann in der Amateurpraxis der Fall eintreten, daß nicht das gesamte NF-Band, sondern nur eine diskrete Frequenz verstärkt werden soll. In diesem Fall setzt man NF-Selektivverstärker ein. Der einfachste Weg ist der Ersatz des Außenwiderstands des Transistors durch einen LC-Schwingkreis. Bei tiefen Frequenzen lassen sich aber nur geringe Spulengüten erreichen (etwa 10 bei 400 Hz), oder die Spulen werden unzumutbar groß. Deshalb — und auch um induktive Störeinstreuungen zu vermeiden — setzt man gern RC-Selektivverstärker ein. Eine für 1 Hz dimensionierte Schaltung eines solchen Verstärkers mit Doppel-T-RC-Vierpol im Rückkopplungszweig zeigt Bild 39. Die beiden die Verstärkung liefernden Transistoren sind in Emitterschaltung gleichstromgekoppelt. Das Doppel-T-RC-Glied läuft einseitig auf einen Lastwiderstand von 1 kΩ, andererseits leer — die Basis von T1 ist hochohmig. Ein gewisser Abgleich des Filters ist möglich, wenn man den Widerstand 5 kΩ im Querzweig veränderlich ausführt. Die Resonanzkurve wird am besten experimentell mit Tongenerator und Röhrenvoltmeter abgeglichen. Es lassen sich Güten von 10 bis 30 erreichen.

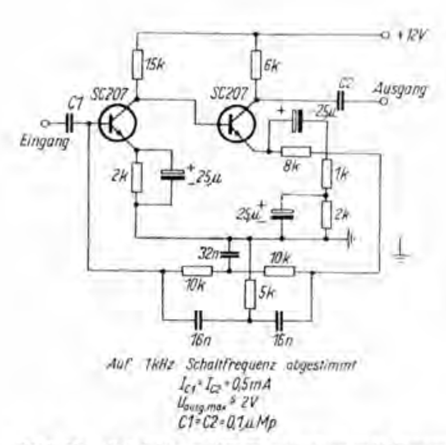


Bild 39 Selektiver NF-Verstärker mit Doppel-T-RC-Glied

2.1.3. Der Transistor als Kleinsignalverstärker im HF-Gebiet

Für den Einsatz des Transistors bei Frequenzen, die im Bereich von 0,05 bis 0,5 f_T liegen, müssen neben den Hybridparametern noch einige weitere Größen berücksichtigt werden. Es sind dies:

- die *Emitterdiffusionskapazität*, die dem Eingang des Transistors parallel liegt und stromabhängig ist. Sie hat je nach Transistortyp Werte zwischen 1 nF und 10 pF;
- die *Kollektorsperrschichtkapazität*, sie liegt dem Ausgangswiderstand des Transistors parallel und ist spannungsabhängig. Ihre Größe beträgt je nach Typ 50 bis 1 pF;
- die *Stromverstärkung* ist frequenzabhängig; neben einer Veränderung des Betrags tritt noch ein Phasenwinkel auf;
- der *Rückwirkungsleitwert* bekommt ebenfalls eine kapazitive Komponente, so daß zwischen Ausgang und Eingang des Transistorverstärkers eine Kapazität (Größenordnung 0,5 bis 5 pF) auftritt, die zu einer Neutralisation zwingt.

In der Literatur findet man zur Kennzeichnung des HF-Verhaltens der Transistoren an Stelle der h-Parameter die Y-Parameter. Hierbei ist jeder Parameter eine komplexe Zahl, bestehend aus Real- und Imaginärteil $Y = A \pm jB$. Die exakte Berechnung eines HF-Verstärkers geht über den Rahmen dieser Broschüre hinaus, so daß an dieser Stelle nur allgemeine Richtlinien für die Praxis gegeben werden sollen. Während im NF-Gebiet meist die Emitterschaltung verwendet wird, findet man im HF-Gebiet nahe der Grenzfrequenz meist die Basisschaltung, bei niedrigeren Frequenzen die Emitterschaltung. Die Frequenzabhängigkeit der Stromverstärkung α oder β läßt sich folgendermaßen schreiben:

$$\alpha(f) = \frac{\alpha_0}{1 + j\left(\frac{f}{f_\alpha}\right)} \text{ und } \beta(f) = \frac{\beta_0}{1 + j\left(\frac{f}{f_\beta}\right)},$$

wobei α_0 und β_0 die Niederfrequenzwerte der Stromverstärkung und f_α bzw. f_β die Frequenzen sind, bei denen $|\alpha| = 0{,}707 \cdot \alpha_0$ und $|\beta| = 0{,}707\,\beta_0$ wird. Weiter gilt $f_T = |\beta|\,f$ und für die maximale Schwingfrequenz:

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_\alpha \cdot \alpha_0}{30\,r_b' \cdot C_k}}\,.$$

Dabei bedeutet r_b' der Basisbahnwiderstand (Größenordnung 5 bis 200 Ω), C_k die Kollektorkapazität. Meist ist das Produkt $r_b'C_k$ als Kollektorzeitkonstante im Datenblatt angegeben (Einheit Pikosekunden).

Für den Transistor *SF 132* wird z. B. angegeben $f_T = 200$ MHz sowie $r_b'C_k = 72$ ps, daraus folgt f_{max} von etwa 500 MHz. Diese Werte sind jedoch stark vom gewählten Arbeitspunkt abhängig, mit höherem Kollektorstrom wird f_T meist größer. C_k ist beim *SF 132* = 5 pF, so daß sich ein Basisbahnwiderstand von rund 15 Ω ergibt.

Die Leistungsverstärkung von HF-Transistoren läßt sich mit der Schaltung nach Bild 40 messen. Bei einer Meßfrequenz von 5 MHz wird eine Eingangsspannung von 5 mV eingestellt. Die Kollektorspannung beträgt 6 V, und mit einer regelbaren Emitterspannung stellt man einen Kollektorstrom von 2 mA ein. Der bedämpfte Ausgangskreis wird auf Resonanz gebracht

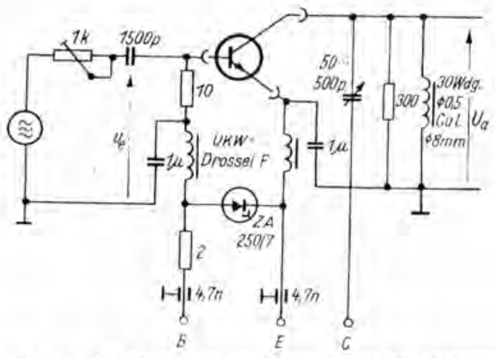


Bild 40 Meßschaltung zur Bestimmung der Leistungsverstärkung von HF-Transistoren

und die Ausgangsspannung abgelesen. Die Leistungsverstärkung beträgt dann

$$V_p = 10 \lg \frac{u_a^2}{22{,}5};$$

u_a in mV ergibt V_p in dB.

Beim Transistor *SF 121* beträgt die unter diesen Bedingungen gemessene Leistungsverstärkung $V_p = 20$ dB.

Bei der Auslegung von selektiven HF-Verstärkern muß man die ein- und ausgangsseitige Anpassung der Transistoren an die Schwingkreise beachten. Der Kollektorkreis wird durch den Transistor weniger bedämpft als der Basiskreis, trotzdem muß man auch im Kollektorkreis durch geeignete Anzapfung sowohl die geforderte Lastgüte als auch geringen Einfluß der sich ändernden Kollektorkapazität erreichen.

Bild 41 zeigt die Schaltung eines HF-Verstärkers in Emitterschaltung mit Neutralisation. Die Schaltung wird abstimmbar als HF-Vorstufe und auch fest abgestimmt als ZF-Stufe in Transistorempfängern benutzt. Vom Eingangskreis erfolgt eine induktive Kopplung zum Basiskreis. Zur Anpassung wird ein Übersetzungsverhältnis von $(2 \cdots 4):1$ gewählt. Im Kollektorkreis der Stufe liegt ein Parallelresonanzkreis, der über eine Anzapfung bei $^1/_2$ bis $^2/_3$ eingeschaltet ist. Durch diese Anzapfung werden Einflüsse der spannungsabhängigen Kollektorkapazität verkleinert und die Lastgüte entsprechend den Selektionsforderungen eingestellt. Zur Basis des nächsten Transistors erfolgt wieder eine Abwärtsübersetzung $ü_2 =$

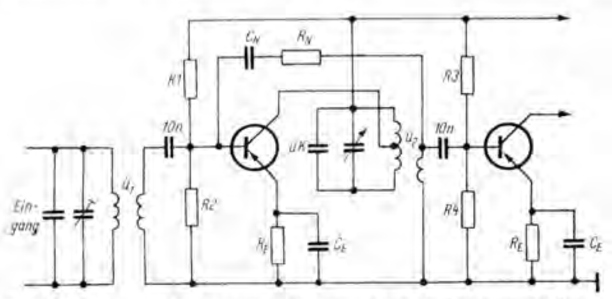


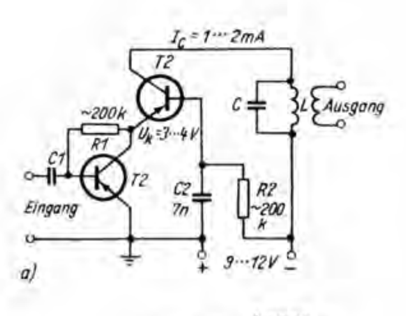
Bild 41 Beispiel für einen HF-Verstärker in Emitterschaltung

(2 ⋯ 4):1. Von dieser Sekundärwicklung im Basiskreis der 2. Stufe erfolgt über das Netzwerk C_N—R_N die Neutralisation der Stufe. Dazu muß aber der Wicklungssinn der Sekundärwicklung so sein, daß eine gegenphasige Spannung zum Kollektorkreis der 1. Stufe entsteht. Bei ZF-Verstärkern um 450 kHz ergeben sich Werte $C_N = 5$ pF und $R_N = 200\,\Omega$. Diese transformieren sich durch das Übersetzungsverhältnis von rund 3:1 auf die Werte 50 pF und 20 Ω. Bei modernen HF-Transistoren mit Grenzfrequenzen über 200 MHz kann die Neutralisation bei 450 kHz und auch bei 10,7 MHz wegfallen. Eine Neutralisation ist nur dann erforderlich, wenn man den Transistor bei einer Arbeitsfrequenz in der Nähe seiner Grenzfrequenz betreibt und man unbedingt höchstmögliche Stufenverstärkung erreichen muß. Die Stufenverstärkung einer HF-Verstärkerstufe in Basisschaltung läßt sich näherungsweise nach der Formel

$$V_u \approx \frac{|Y_{21}|\sqrt{R_e}}{\sqrt{2\,\pi\,B\,C}} = a \cdot f_{gr}$$

errechnen, dabei sind Y_{21} die Steilheit des Transistors bei HF, R_e der Realteil des Eingangswiderstands des folgenden Transistors, B die Bandbreite und C die Gesamtkreiskapazität. Für den Fall einer UKW-Vorstufe ergibt sich mit $Y_{21} = 17$ mA/V, $R_e = 35\,\Omega$, $B = 5{,}1$ MHz und $C = 45$ pF ein Wert von $V_u = 2{,}7$. Für eine ZF-Verstärkerstufe mit 3 kHz Bandbreite und den Werten $Y_{21} = 20$ mA/V, $R_e = 36\,\Omega$, $C = 100$ pF und $B = 3$ kHz beträgt $V_u = 85$.

Die beim Transistor in HF-Verstärkerfunktion auftretende Rückwirkung kann durch die sogenannte Kaskodeschaltung verringert werden. Wie auch in der Röhrentechnik bildet man eine Pentodenstufe durch 2 Trioden nach. Es handelt sich bei der Transistorkaskode um einen 2stufigen Verstärker, dessen 1. Transistor in Emitterschaltung, der 2. in Basisschaltung angeordnet ist. Bild 42a zeigt die praktische Ausführung dieser Idee. Über R1 erhält die Basis von T1 eine negative Vorspannung. Durch Einstellung von R1 wird die Spannung U_{CE} auf 3 bis 4 V gebracht, T2 erhält die Vorspannung über R2; es wird ein Kollektorstrom von 1 bis 2 mA eingestellt. Die Rück-



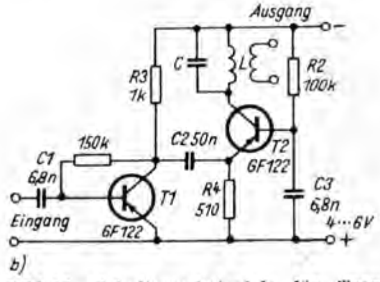


Bild 42 Schaltungsbeispiele für Transistor-Kaskodeverstärkerstufen, a — gleichstrommäßige Serienschaltung, b — gleichstrommäßige Parallelschaltung

wirkungskapazität von Kollektor T2 auf Basis T1 verringert sich auf $^1/_{100}$ bis $^1/_{1000}$ des Wertes der Einzelstufe. Die Gesamtverstärkung der Kaskode liegt je nach Transistortyp zwischen 50 und 500. Die in Teilbild 42a gezeigte gleichstrommäßige Serienspeisung der Kaskode ist bei hohen Batteriespannungen zu empfehlen; bei niedriger Versorgungsspannung wendet man besser die in Bild 42b angegebene gleichstrommäßige Parallelspeisung an. Über R1 erhält T1 seine Vorspannung, über R4 wird T2 angesteuert und mittels R2 der Arbeitspunkt von T2 festgelegt. Bei Anwendungen der Kaskodeschaltung im NF-Gebiet kann der Resonanzkreis durch einen NF-Übertrager oder auch durch einen Widerstand ersetzt werden.

Als Beispiel für die HF-Anwendung der Kaskodeschaltung soll der Antennenverstärker *EAV 3T* des VEB Antennenwerke

Blankenburg beschrieben werden. Am Eingang ist ein Symmetrierübertrager (Ferritdoppellochkern) für 240 Ω angeordnet, dann folgt ein breitbandiger mit C1 abstimmbarer Eingangskreis. T1 arbeitet in Emitterschaltung mit rund 2 mA Kollektorstrom. Der Kollektorschwingkreis besteht aus C_k und den Schaltkapazitäten sowie der Spule Sp2, die induktiv abgleichbar ist. Die Anpassung an den Emitterkreis der folgenden Stufe in Basisschaltung erfolgt durch kapazitive Hochpunktkopplung. Sp3 als Ausgangskreis paßt den Kollektorkreis an

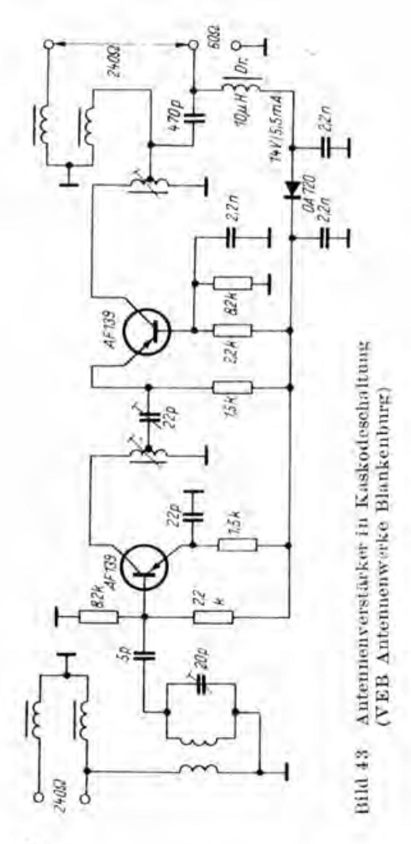


Bild 43 Antennenverstärker in Kaskodeschaltung (VEB Antennenwerke Blankenburg)

60-Ω-Kabelwiderstand an. Auch in diesem Fall ist ein Symmetrierübertrager vorgesehen, so daß wahlweise Bandkabel oder Koaxialkabel angeschlossen werden kann. Die Speisung des Verstärkers erfolgt über die Kabelseele und über den Kabelmantel. Die Transistoren werden vor Falschpolung der Speisespannung durch die Diode D1 geschützt. Die Betriebsspannung wird in einem kleinen zenerstabilisierten Netzteil für 12 V Nennspannung erzeugt. Durch Verwendung von Mesatransistoren ist dieser Verstärker rauscharm; er wird auf jeweils einen Fernsehkanal im Band III abgestimmt geliefert und direkt an der Antenne montiert (Bild 43).

Unter Verwendung der in der DDR vorhandenen HF-Transistoren *GF 130* kann ein hochwertiger FM-ZF-Verstärker aufgebaut werden. Seine Schaltung zeigt Bild 44; es wurde auch die Auslegung der gedruckten Schaltung angegeben. Der Verstärker ist 4stufig in Emitterschaltung ausgeführt. Als Bandfilter werden kapazitiv gekoppelte Kleinfilter des VEB Stern-Radio Berlin benutzt, wie sie für Transistorkofferempfänger (*Vagant* o. ä.) standardisiert sind. Mit einem Eingangssignal von 20 μV ist der Verstärker ausgesteuert. Die 1. HF-Stufe wird im Bereich 1:20 geregelt; der letzte Transistor arbeitet als Begrenzer. Durch die Kollektorwiderstände und Anzapfung der Kollektorkreise kann man den verstimmenden Einfluß der Transistoren bei Spannungs- oder Aussteuerungsänderung kleinhalten. Die ZF-Gesamtbandbreite beträgt 150 kHz. Die Wickeldaten der FM-Kleinfilterkreise lauten:

Fi3 (Stern-Radio Typ FM 3)	8 + 12 Wdg., 0,12-mm-CuL
Fi4 (Typ FM 5)	Kreiswicklung 10 Wdg., 0,12-mm-CuL Koppelwicklung 1 Wdg., 0,12-mm-CuL
Fi5 (Typ FM 8)	Kreiswicklung 11 + 2, 0,12-mm-CuL Koppelwicklung 4 Wdg., 0,12-mm-CuL, am kalten Ende

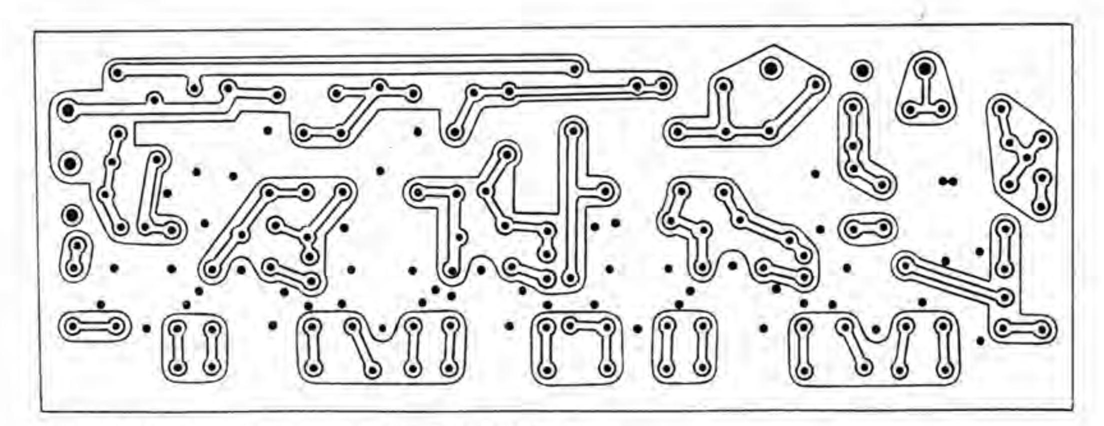


Bild 41a FM-Zwischenfrequenzverstärker für 10,7 MHz, Leiterplattenmuster

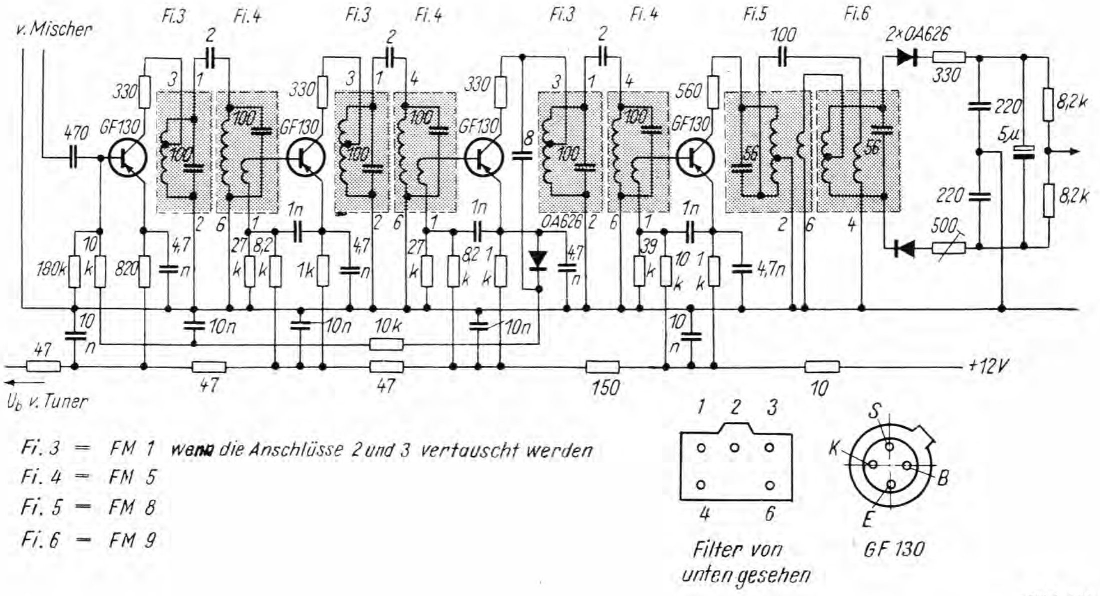
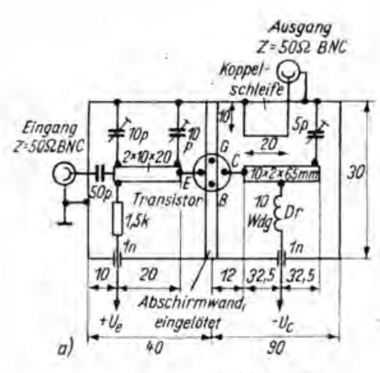

v. Mischer
Fi.3
Fi.4
Fi.5
Fi.6
2×0A626
GF130
OA626
Ub v. Tuner
+12V
Fi. 3 = FM 1 wenn die Anschlüsse 2 und 3 vertauscht werden
Fi. 4 = FM 5
Fi. 5 = FM 8
Fi. 6 = FM 9
Filter von unten gesehen
GF 130
S
K
B
E

Bild 44 b



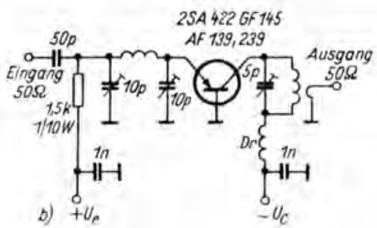


Bild 45
UHF-Verstärker mit Transistor;
a — konstruktive Ausführung der Lecher-Kreise,
b — Schaltbild mit konzentrierten Elementen

Fi6 (Typ FM 9) Kreiswicklung 2 × 7 Wdg.,
0,12-mm-CuL, bifilar gewickelt,
Koppelwicklung 1 Wdg.,
nahe Mittelanzapfung

Mit modernen Transistoren können HF-Verstärker bis zu Frequenzen von 1000 MHz gebaut werden. Damit sind auch HF-Verstärker für das Fernsehband IV/V möglich. Bild 45 zeigt konstruktive Ausführung und Schaltung eines HF-Verstärkers für 500 MHz. Der Transistor *AF 139*, *GF 145* oder *2 SA 422* arbeitet in Basisschaltung, die Anpassung des Eingangs erfolgt über ein breitbandiges π-Filter. Der Kollektorkreis wird voll eingekoppelt und ist als *Lecher*-Kreis ausgeführt. Die Ankopplung des Ausgangskabels erfolgt über eine induktive Koppelschleife. Da bei derartig hohen Frequenzen die konstruktive Ausführung die elektrischen Eigenschaften stark beeinflußt, ist in Teilbild 45a die konstruktive Ausfüh-

rung dieses UHF-Verstärkers angegeben. Aus Messingblech wird ein Kästchen 30 mm × 30 mm × 130 mm gebogen; in 40 mm Abstand vom Eingangsanschluß lötet man eine Trennwand ein, in die der Transistor mit einer Schelle eingesetzt ist. Basis- und Gehäuseanschluß sind auf kürzestem Wege geerdet. Die Innenleiter der *Lecher*-Kreise bestehen aus Flachkupfer, 10 mm × 2 mm. Die Drossel am Kollektorkreis wird aus 0,15-mm-CuL über einen 3-mm-Spiralbohrer gewickelt und nachher etwas auseinandergezogen und freitragend eingelötet. Die Rohrtrimmer bilden gleichzeitig die Halterung für die Innenleiter, lediglich am Kollektor ist eine Keramik- oder Trolitulstütze anzubringen. Die Betriebsspannungen werden über einlötbare Durchführungskondensatoren zugeführt. Die Koppelschleife ausgangsseitig gestattet eine Einstellung der Betriebsbandbreite. Die Bandbreite wird um so kleiner, je kleiner man die Schleife hält.

2.2. Der Transistor als Leistungsverstärker (Großsignalbetrieb)

Die bisher beschriebenen Verstärkerstufen werden in Meßgeräten und Rundfunkempfängern in Vorstufen eingesetzt. HF-technische und elektronische Geräte benötigen aber Ausgangsstufen, die in vielen Fällen Relais oder Lautsprecher betätigen müssen und daher Leistungen im Gebiet einiger Watt umsetzen sollen. In diesen Leistungsstufen kann man beim heutigen Stand der Transistortechnik ebenfalls Transistoren einsetzen und hohe Umsetzungswirkungsgrade erreichen. In der NF-Technik hat man Verstärker bis 100 W mit Transistoren gebaut; bei HF-Sendern im MHz-Gebiet sind bereits Leistungen bis 50 W mit Transistoren erzeugt worden. Schließlich gestattet die Anwendung des Transistors als Schalter die Erzeugung von Wechselstromleistungen bis 1 kW. Die Betrachtung dieser Stufen erfolgt meist mit dem Kennlinienfeld des eingesetzten Halbleiterbauelements oder durch einige einfache Berechnungen. Zunächst sollen die Verhältnisse bei NF-Leistungsverstärkern betrachtet werden.

2.2.1. Leistungsverstärker im NF-Gebiet

Zur Veranschaulichung der Verhältnisse einer Leistungsstufe zeichnet man im Kennlinienfeld des Leistungstransistors *GD 175* die maximal mögliche Außenwiderstandsgerade ein und ermittelt die erzielbare Ausgangsleistung. Vorausgesetzt wird eine Batteriespannung von 12 V und ein Ausgangsübertrager mit vernachlässigbar kleinem Wicklungswiderstand. Bild 46 zeigt das Kennlinienfeld. Bei einer Spannung $U_{batt} = 12$ V ist als Tangente an die Verlustleistungshyperbel ein Außenwiderstand von 10 Ω möglich. Dann sind die Arbeitspunktwerte $I_0 = 0{,}6$ A und $U_0 = 6$ V. Man kann von einem Basisstrom von 1 mA bis etwa 21 mA aussteuern und erhält eine Ausgangsleistung von $P_0 = 0{,}5 \cdot 0{,}6 \cdot 6 = 1{,}8$ W.

Bild 47 zeigt die Schaltung der Stufe, es wird ein Emitterwiderstand von 0,5 Ω als Stromgegenkopplung vorgesehen und eine Kombination von 10 Ω parallel 500 μF zur Stabilisierung. Damit ein Kollektorstrom von rund 600 mA fließen kann, muß

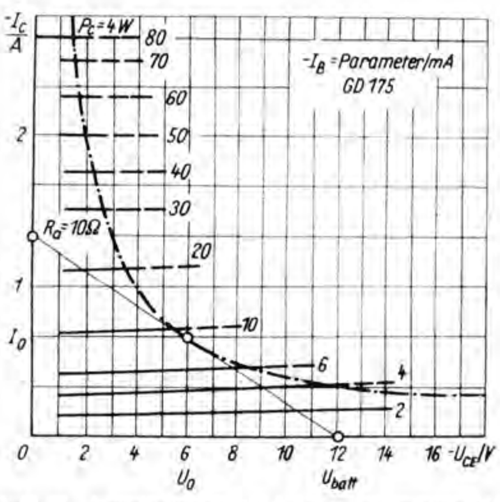


Bild 46 Kennlinienfeld des Leistungstransistors GD 175 mit eingezeichneter Außenwiderstandsgeraden für A-Betrieb

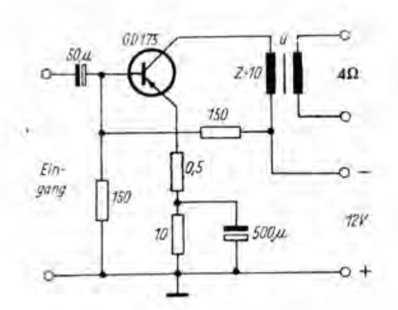


Bild 47
Schaltbild der
A-Endstufe mit
Leistungstransistor

die Basis eine Vorspannung von rund 400 mV gegenüber dem Emitter bekommen. Die Eingangsleistung kann dann überschlägig berechnet werden zu $P_{ein} = 0{,}4 \cdot 0{,}025 = 10$ mW, d. h., die Stufe hat eine Leistungsverstärkung von 180. Zur Einstellung des Arbeitspunkts führt man einen Teilwiderstand des Basisspannungsteilers veränderlich aus und stellt die Stufe auf die errechneten Werte ein. Der Ausgangsübertrager sollte einen Primärwicklungs-Gleichstromwiderstand $< 1\,\Omega$ haben, einen Dauerstrom von 0,6 A vertragen können (Luftspalt!) und auf einen Lautsprecherwiderstand von 4 Ω transformieren (d. h., ü = 1,6:1). Der Wirkungsgrad der Stufe beträgt 25%. Der Transistor muß mit einer Kühlfläche von 200 cm² (Aluminiumblech 2 mm dick) versehen werden. Bild 47 zeigt die ausgeführte Schaltung mit allen Werten. Trotz geringer Verzerrungen und einfachen Aufbaus wird die Eintakt-A-Schaltung selten verwendet. Ihre Nachteile sind hoher Grundstromverbrauch und großer Ausgangsübertrager.

Eine Gegentakt-A-Endstufe bietet überall da Vorteile, wo eine Leistung bis 1 W mit möglichst geringen Verzerrungen erzeugt werden soll. In Bild 48 ist ein Schaltbeispiel dargestellt, das als Leistungsverstärker in der NF-Technik dienen kann. Ein- und Ausgangswiderstand sind auf 600 Ω festgelegt, der Verstärker ist mit den Si-npn-Transistoren *SF 122* bestückt. Es wird bei $U_{batt} = 14$ V eine Ausgangsleistung von $P_0 = 0{,}5$ W gefordert. Der Verstärker soll bis $T_u = +60$ °C arbeiten können. Der Übertragerwirkungsgrad ein- und ausgangsseitig wird mit $\eta_T = 0{,}75$ angenommen. Die erforderliche Wechselleistung

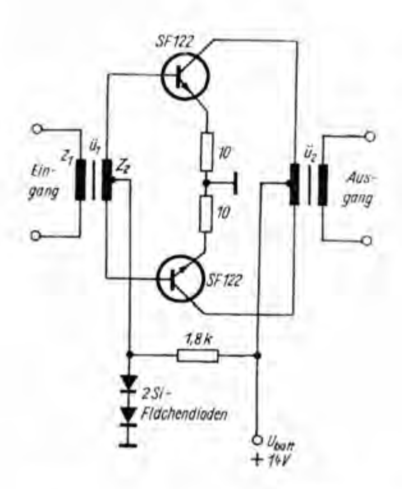


Bild 48
Gegentakt-
A-Endstufe mit
Silizium-
npn-Transistoren

am Ausgang ist dann $P_1 = \frac{500}{0,75} = 667$ mW, was je Transistor $P_1' = 333,5$ mW ergibt. Wenn man einen Spannungsabfall am Wicklungswiderstand des Transformators und am Emitterwiderstand von 2 V annimmt, ergibt sich $U_{CE} = 12$ V und der Strom im Arbeitspunkt $I_0 = \frac{2\,P_1}{U_{CE}} = \frac{1,33}{12} = 110$ mA (also je Transistor 55 mA). Die Speiseleistung des Verstärkers wird dann $P_s = U_{batt}\ I_0 = 1,54$ W. Der Außenwiderstand je Transistor errechnet sich zu

$$R_L = \frac{U_{CE}}{I_0} = \frac{12}{0,055} = 218\,\Omega \ \text{(gewählt } 200\,\Omega\text{)}.$$

Der gesamte Außenwiderstand von Kollektor zu Kollektor beträgt bei A-Betrieb $2\,R_L = 400\,\Omega$. Das Übersetzungsverhältnis auf 600 Ω wird dann (1 + 1):1,7. Da am Gleichstromwiderstand des Ausgangsübertragers nicht mehr als 1 V Spannungsabfall auftreten soll, kann der Gleichstromwiderstand berechnet werden: $R_{ge} = \frac{1}{0,055} = 18\,\Omega$ (gewählt 10 Ω) – daraus ergibt sich der Drahtquerschnitt der Primärwicklung nach

bekannten Beziehungen. Am Emitterwiderstand zur Stromgegenkopplung soll auch 1 V abfallen, dann kann $R_E = 10\,\Omega$ gewählt werden. Nun wird die Verlustleistung je Transistor berechnet. Es gilt $P_v = P_s - P_0 - P_r$. Dabei ist $P_s = \frac{1{,}54}{2} = 770$ mW, $P_0 = 332{,}5$ mW und $P_r = I_0^2\,R_E + I_0^2\,R_{ge} = 61$ mW. Damit wird $P_v = 376$ mW. Soll der Verstärker bis +60 °C arbeiten, dann muß jeder Transistor mit einer Kühlfläche von 25 cm² versehen werden. Der Basisstrom je Transistor wird $I_B = \frac{I_0}{\beta}$ und mit $\beta = 50$, also $I_B = 1{,}1$ mA. Dazu gehört eine Spannung U_{BE} (aus dem Kennlinienfeld) von rund 0,85 V. Die gesamte Emitterspannung beträgt dann 0,85 + 0,55 V = 1,4 V. Diese Spannung wird mit 2 in Durchlaßrichtung betriebenen Flächendioden (Typ *SY 200* o. ä.) und einem Vorwiderstand von rund 2 kΩ erzeugt. Der Vorwiderstand wird so einjustiert, daß ein Gesamtgleichstrom von 110 mA im Verstärker fließt. Die Eingangsleistung je Transistor beträgt $P_{ein} = \frac{U_B\,I_B}{2} = 0{,}9$ mW. Der Eingangswiderstand je Transistor ist nun noch zu bestimmen; er wird:

$$R_{ein} = R_B + \beta\,(R_E + r_E)$$

mit $r_E = \frac{26}{I_E} \approx \frac{30}{I_0} = 0{,}5\,\Omega$, $R_E = 10\,\Omega$ und R_B als $\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$ rund $40\,\Omega$ ergibt sich $R_{ein} = 40 + 50 \cdot 10 = 540\,\Omega$. Damit wird der Gesamteingangswiderstand $1100\,\Omega$, und das Übersetzungsverhältnis muß rund $1:(1+1)$ gewählt werden. Der Gesamtwirkungsgrad des Verstärkers wird $\eta = \frac{P_0}{P_s} = \frac{0{,}5}{1{,}54} = 32\,\%$ — dies ist ein durchaus brauchbarer Wert. Die Bemessung der Übertrager richtet sich nach der geforderten Verstärkerbandbreite und kann nach der Literatur (z. B. *Domsch*: Spulen und Übertrager, bzw. *Feldtkeller* o. ä.) erfolgen.

In Bild 49 ist eine Gegentakt-B-Endstufe dargestellt, die man für Tonfrequenzverstärkung oder als Servoverstärkerendstufe einsetzen kann. Beim B-Verstärker wird nur Kollektorstrom

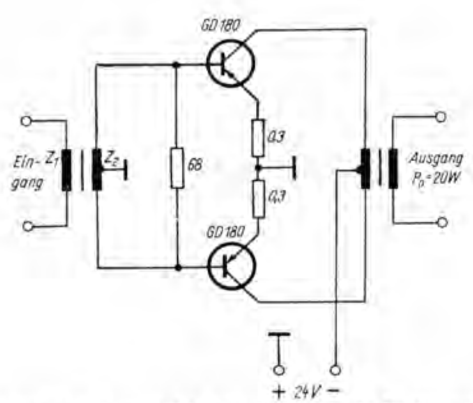


Bild 49 Gegentakt-B-Endstufe für 20 W Ausgangsleistung

gezogen, wenn der Verstärker ausgesteuert wird, ein Ruhestrom fließt nicht. Auch der Umsetzungswirkungsgrad ist höher als beim A-Verstärker, jedoch auch die Verzerrungen steigen an. Es sei gefordert: $P_0 = 20$ W, $U_{batt} = 24$ V und $\eta_T = 75\%$. Die vom Verstärker an den Transformator zu liefernde Leistung beträgt dann $\frac{20}{0,75} = 26,6$ W (zum einfacheren Rechnen wurden 30 W angesetzt). Die Spannung U_{CE} wird $24 - 2 = 22$ V, wenn man 2 V als Summe der Spannungsabfälle an R_E und R_{g1} wählt. Je Transistor sind also 15 W aufzubringen, was einen maximalen Strom von $I_m = \frac{P_0}{U_{CE}} = \frac{60}{22} = 2,72$ A erfordert. Der Gleichstrom beträgt dann $I_0 = \frac{2\,I_m}{\eta} = 1,73$ A. Dieser Wert liegt genügend weit unter dem maximal zulässigen Kollektorstrom $I_c = 3$ A. Der Außenwiderstand je Transistor wird $R_L' = \frac{U_{CE}}{I_m} = \frac{22}{2,72} = 8,1\,\Omega$.

Beim B-Verstärker ergibt der Außenwiderstand von Kollektor zu Kollektor $4\,R_L'$, also in diesem Fall 32 Ω. Der Gleichstromwiderstand sollte $^1/_{100}$ dieses Wertes nicht übersteigen, also

kleiner als 0,3 Ω sein. Die Eingangsleistung von der Batterie je Transistor beträgt $P_s' = \frac{U_{batt} I_m}{\pi} = 24 \frac{2,72}{3,14} = 20,75$ W. Wenn an R_E 1 V abfallen soll, dann wird $R_E = \frac{1}{2,72} \approx 0,3\,\Omega$. Die Verlustleistung für R_E und R_{gl} beträgt $P_r = I_m^2 R_E + I_m^2 R_{gl} = 4,3$ W. Für die Transistorverlustleistung ergibt sich also $P_v = P_s - P_0 - P_r = 20,75 - 15 - 4,3 = 1,5$ W. Benutzt man einen *GD 180* der Gruppe B, so wird die Großsignalstromverstärkung B = 30 im Arbeitspunkt, was für den Basisstrom ergibt

$$I_{Bm} = \frac{I_m}{B} = 90 \text{ mA}.$$

Die zugehörige Basisspannung kann aus dem Eingangskennlinienfeld abgelesen werden zu 0,7 V, das führt mit dem Abfall über R_E zu einer erforderlichen Eingangsspannung von 1,5 V. Die notwendige Eingangsleistung ergibt sich zu $P_{ein} = I_{Bm} \frac{U_E}{4} = 34$ mW pro Transistor. Die gesamte Eingangsleistung ist doppelt so groß. Der Eingangswiderstand wird noch $R_{ein} = R_B + B\,(R_E + r_E)$; man kann r_E vernachlässigen, für R_B ergeben sich rund 5 Ω, so daß $R_{ein} = 5 + 30 \cdot 0,3 = 14\,\Omega$ wird. Der gesamte Eingangswiderstand ist dann 4mal so groß, also 60 Ω. Man schaltet der Sekundärwicklung des Eingangsübertragers einen Widerstand gleicher Größe parallel, damit der Treiber eine über die Schwingungsperiode konstante Belastung vorfindet. Dann wird der Scheinwiderstand $Z_2 = 30\,\Omega$ mit Mittelanzapfung. Die Primärwicklung richtet sich nach den Daten der Treiberstufe, die z. B. als A-Verstärker, wie oben beschrieben, ausgeführt sein kann. Der Gesamtwirkungsgrad der Stufe wird dann $\eta = \left(\frac{P_0}{P_s}\right) \eta_T = \left(\frac{30}{43}\right) 0,75 \approx 53\,\%$. Soll der Verstärker bis + 60 °C arbeiten, dann ist für eine Verlustleistung von etwa 2 W je

Transistor eine Kühlfläche von rund 200 cm^2 vorzusehen, z. B. mit den Abmessungen 10 cm × 20 cm und einer Materialdicke von mindestens 2 mm (Aluminium). Benutzt man einen Kühlkörper geeigneter Konstruktion, dann kann diese Fläche entsprechend verkleinert werden.
Da Übertrager in NF-Verstärkern teure und große Bauelemente sind, trachtet man beim Entwurf danach, sie möglichst zu vermeiden. Eingangsseitig kann das mittels Phasensplitterstufen geschehen (im Emitter- und Kollektorkreis liegen geeignet dimensionierte Widerstände, von denen man die gegenphasige Steuerspannung für die Gegentaktendstufe abnimmt). Ausgangsseitig vermeidet man den Übertrager, wenn eine sogenannte *eisenlose* Endstufe benutzt wird, die sich sehr einfach mit komplementären Transistoren (Transistoren unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps) aufbauen läßt. Ein Schaltbeispiel (nach Siemens-Unterlagen) zeigt Bild 50. Die bei 9 V Speisespannung erzielbare Ausgangsleistung an 8 Ω Lastwiderstand beträgt 0,75 W. Ein großer Eingangswiderstand ergibt sich, wenn man als Eingangstransistor einen Si-Typ benutzt und eine starke Gegenkopplung vom Ausgang her einführt. Der 1. Transistor arbeitet in Emitterschaltung mit $I_c = 1$ mA und 15facher Verstärkung. Die 2. Stufe ist mit einem Ge-pnp-Transistor bestückt und hat ebenfalls in Emitterschaltung 20fache Verstärkung. Diese Stufe muß eine höhere Spitzenspannung abgeben können als die Betriebsspannung, denn die folgenden Stufen in Kollektorschaltung haben Verstärkungen < 1. Das wird durch Benutzung der *bootstrap*-Schaltung (Wechselstromaufstockung von der Ausgangswechselspannung her) ermöglicht. Der Eingangswiderstand der beiden Endtransistoren liegt bei 1 bis 2 kΩ, wenn man dieses Transistorpaar mit Spannungsansteuerung betreibt (d. h., wenn man die Treiberstufe für niedrigen Ausgangswiderstand von rund 10 Ω auslegt), sind die Paarigkeitsforderungen nicht so kritisch. Da der ausgeführte Verstärker gleichstromgekoppelt ist, genügt zur gesamten Arbeitspunkteinstellung ein Potentiometer (50 kΩ). Der Verstärker hat einen Wirkungsgrad von 70%. Es tritt eine Verlustleistung von 300 mW auf. Das Muster des Geräts mit 8 cm^3 Volumen wurde eingegossen.

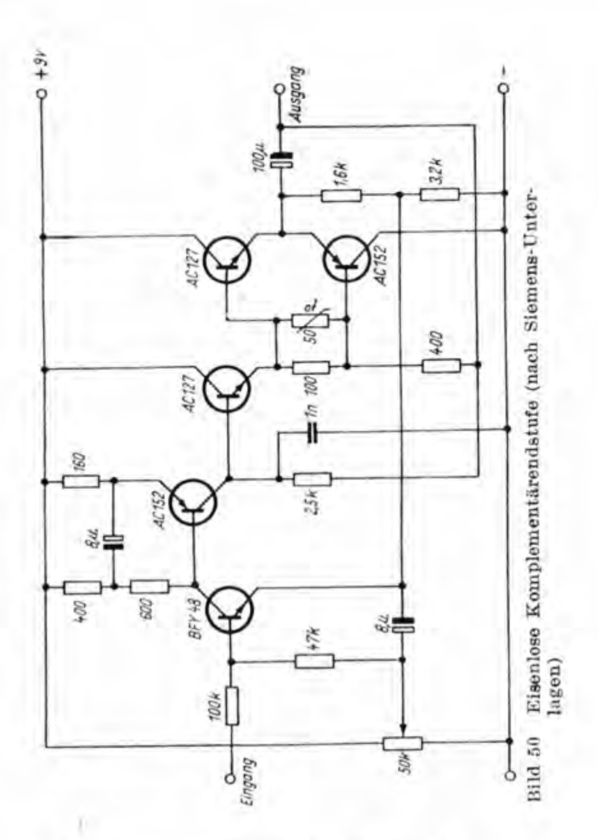


Bild 50 Eisenlose Komplementärendstufe (nach Siemens-Unterlagen)

2.2.2. Leistungsverstärker im HF-Gebiet

Für Kleinsender bis ins UKW-Gebiet steht heute der Transistor auch als Leistungsverstärker zur Verfügung. Mit DDR-Typen sind Sender im KW-Gebiet mit $P_0 = 1$ W und im UKW-Gebiet mit 0,3 W HF-Leistung realisierbar. Dabei wird der Transistor meist im B- oder C-Betrieb eingesetzt, d. h., ohne Ansteuerung fließt kein Kollektorstrom, und durch ein RC-Glied im Emitter- oder Basiskreis wird eine sperrende

Gleichspannung durch Diodenwirkung der Sperrschicht erzeugt.

Welche Parameter sind nun für das Großsignalverhalten des Transistors im HF-Gebiet bedeutsam:

Zunächst sollte der Basisbahnwiderstand r_b' möglichst klein sein, denn er verbraucht Steuerleistung und verschlechtert das Verhalten nahe von f_T. Werte von 2 bis 20 Ω je nach Typ sind erstrebenswert. Man verringert diesen Verlustwiderstand durch Mehrfach-Emitterstrukturen (*overlay*-Konstruktion).

Weiterhin ist eine möglichst große Durchbruchspannung der Kollektor-Emitter-Strecke erwünscht, als Bezugswert sollte $U_{CE,max} = 2\,U_{batt}$ betragen. Für Anwendungen im unteren KW-Bereich empfiehlt sich der Transistor *SF 128* mit $U_{CEO} = 60$ V. Er könnte bei einer Batteriespannung von 24 V sicher eingesetzt werden.

Die Leistungsverstärkung bei der Arbeitsfrequenz sollte groß sein, das erfordert entweder hohe f_T oder auch hohes B. Die Beziehung für die Leistungsverstärkung eines Transistors lautet:

$$V_p = 10 \lg \left(\frac{R_{aus}\, B^2}{R_{ein}}\right).$$

Dabei ist R_{aus} der Großsignalausgangswiderstand, R_{ein} der Großsignaleingangswiderstand, B die Großsignalverstärkung. Als Beispiel soll $R_{aus} = 36\,\Omega$, $R_{ein} = 3\,\Omega$ und $B = 0{,}5$ sein, dann wird die Leistungsverstärkung immer noch $V_p = 10 \lg \left(\frac{36 \cdot 0{,}5^2}{3}\right) = 4{,}7 \approx 5$ dB. Ein Transistor kann also bei 1,5 bis 2 f_T noch als Leistungsverstärker betrieben werden. Weiterhin ist die Kollektorverlustleistung von Bedeutung; der *SF 128* vermag z. B. $P_V = 600$ mW bei +25 °C umzusetzen.

Es ist interessant festzustellen, daß die Kapazitäten nicht ganz so entscheidend sind, wie man es vom Kleinsignalverstärker her kennt. Das hat seinen Grund darin, daß sie durch geeignete Auslegung der Ein- und Ausgangsanpaßglieder weggestimmt werden können. Die Emitterschaltung wird betrieblich stabiler, denn sie ergibt eine Gegenkopplung zwischen Ausgangs- und Eingangskreis, wenn die Ein- und Ausgangs-

anpassung konjugiert ist. Die Emitterschaltung gibt bei höheren Frequenzen aber eine geringere Leistungsverstärkung, so daß im UKW-Gebiet die Basisschaltung vorgezogen wird. Da die in HF-Leistungsstufen verwendeten Transistoren allgemein hohe Stromverstärkung bei niedrigen Frequenzen aufweisen, muß man darauf achten, daß wilde Schwingungen vermieden werden. Grund für wildes Schwingen kann sein:

- Eigenresonanz von HF-Drosseln;
- ein induktiv erscheinender Abblock-Kondensator (durch Zuleitungsinduktivität)
- Rückkopplung der erzeugten HF über den Stromversorgungsteil (ergibt meist Sägezahnschwingungen);
- mangelnde Entkopplung der einzelnen Stufen des Transistorsenders untereinander.

Da bei Leistungstransistoren meist der Kollektor mit dem Gehäuse verbunden ist, sollte eine Schaltung verwendet werden, die dieser Tatsache Rechnung trägt, und zwar eine Emitterstufe nach Bild 51. Sie ist für 30 MHz dimensioniert und ergibt eine maximale Ausgangsleistung von 1 W. Als Ausgangsanpaßglied zur Antenne (50 Ω Fußpunktwiderstand) dient ein π-Filter (*Collins*-Filter). Im Emitterkreis liegt ein kapazitiv überbrückter Widerstand, der zur Einstellung des

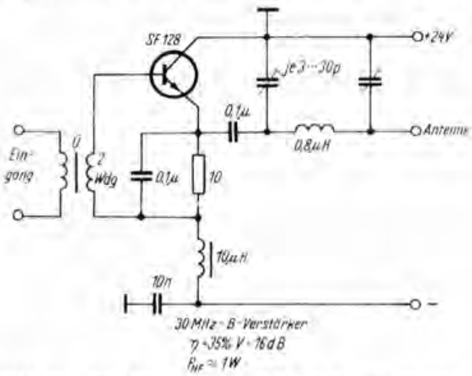


Bild 51 Schaltung einer HF-Leistungsverstärkerstufe mit geerdetem Kollektor für 30 MHz

C-Betriebs erforderlich ist. Die Eingangsanpassung kann mittels Ferritringkern-Übertragers oder auch mittels induktiver Auskopplung aus dem vorhergehenden Schwingkreis erfolgen. Bei Arbeitsfrequenzen von 0,1 bis 0,3 f_T kann angenähert gesetzt werden $R_{ein} \approx r_b$.

Die HF-Ausgangsleistung einer Transistorsenderendstufe beträgt $P_0 = \hat{u}_{CE} \frac{\hat{I}_C}{2}$, die Gleichstromleistung $P_s = U_{batt} I_0$, der Wirkungsgrad ist das Verhältnis P_0/P_s. Nimmt man eine Kniespannung des Transistors von 10% an, dann wird $\hat{u}_{CE} = 0{,}9\ U_{batt}$ – ein Wert, der von Si-Planartransistoren sicher erreicht wird (das Dach über den Werten bedeutet *Spitzenwert*). Wird für C-Betrieb in Emitterschaltung der Stromflußwinkel $\Theta = 60°$ gewählt, dann kann man aus den Diagrammen des Bildes 52 die Verhältnisse $I_0 = 0{,}22\ I_{sp}$ und $\hat{I}_1 = 0{,}4\ I_{sp}$ ablesen. Wenn für die Kennlinie des Bauelements eine geknickte Gerade angenommen wird (lineare Näherung), dann ist der Kennlinienexponent n = 1. Weiterhin sind im Diagramm die Kurven für $n = \frac{3}{2}$ angegeben; die Kurven für

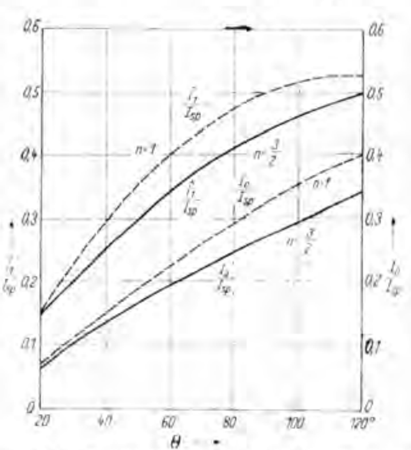


Bild 52 Diagramm zur Berechnung von Senderendstufen mit Transistoren

die quadratische Kennlinie liegen etwas unter den Kurven für n = 1. Es kann nun für den Wirkungsgrad geschrieben werden:

$$\eta = \frac{P_0}{P_s} = \frac{0{,}9\,U_{batt}\,0{,}4\,I_{sp}}{2 \cdot 0{,}22\,U_{batt}\,I_{sp}} = \frac{0{,}36}{0{,}44} \approx 81\,\% \;;$$

(bei Arbeitsfrequenz $\leq 1/10\,f_T$).

Rechnet man das gleiche für den B-Betrieb durch, dann ergibt sich ein Wirkungsgrad von 71 %. Dazu kommt noch der Kollektorwirkungsgrad des Transistors bei HF, der bei etwa 60 % liegt. Man kann also Endstufenwirkungsgrade von 30 bis 45 % erwarten – nahe der Grenzfrequenz geht der Wirkungsgrad auf 15 bis 20 % zurück.

Als Beispiel soll eine Leistungsstufe mit dem Si-Transistor *SF 137* für eine Frequenz von 100 MHz berechnet werden. Die Grenzdaten des Transistors lauten: $f_{max} = 650$ MHz, $B = 100$, $U_{CEO} = 40$ V, $C_k = 3$ pF, $I_{sp} = 200$ mA, P_c = doppelt 300 mW.

Damit der Spitzenstrom von 200 mA fließen kann, benötigt man eine Basis-Emitter-Spannung von 1,7 V, denn 0,85 V ist die Schwellenspannung des Si-Transistors, und für einen Stromflußwinkel $\Theta = 60^\circ$ muß die Steuerspannung rund doppelt so groß wie die Schwellenspannung sein.

Bei Ge-Transistoren sind die Verhältnisse günstiger, denn bei ihnen liegt die Schwellenspannung bei 0,3 V. Man wählt für die Endstufe die Basisschaltung und eine Betriebsspannung $U_{batt} = 12$ V. Bild 53 zeigt die ausgeführte Schaltung. Ein-

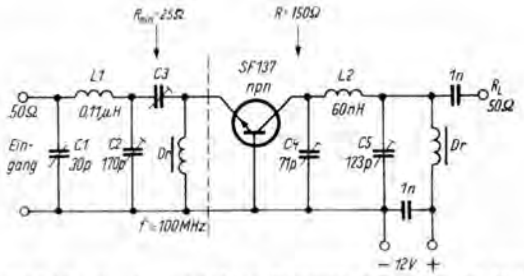


Bild 53 Senderendstufe in Basisschaltung für 100 MHz

und ausgangsseitig wird zur Anpassung ein π-Filter benutzt. Rechnet man mit $n = \frac{3}{2}$, so ergibt sich aus Bild 52 $\frac{\hat{I}_1}{I_{sp}} = 0{,}34$ und $\frac{\hat{I}_0}{I_{sp}} = 0{,}2$. Damit beträgt die Spitzenstromamplitude der Grundwelle $\hat{u} = 68$ mA und der mittlere Kollektorgleichstrom $I_0 = 40$ mA. Nimmt man eine Kniespannung von rund 2 V an, dann steht die in dieser Schaltung mögliche Ausgangsleistung $P_0 = 0{,}5 \cdot 10 \cdot 68 \cdot 10^{-3} = 340$ mW zur Verfügung. Die zuzuführende Gleichstromleistung beträgt $P_s = 12 \cdot 0{,}04 = 480$ mW. Mit 60% Kollektorwirkungsgrad wird aber $P_0' = 0{,}6 \cdot 340 = 204$ mW (man kann in der Praxis mit 150 bis 200 mW bei optimaler Abstimmung rechnen). Die Kollektorverlustleistung ist nun $P_v = P_s - P_0 = 280$ mW; sie liegt nahe der angegebenen Freiluftverlustleistung von 300 mW, weshalb ein Kühlkörper aufzusetzen ist (Stern- oder Rippenkühlkopf), der jedoch keine zusätzlichen Kapazitäten in den Aufbau einbringen sollte. Der Außenwiderstand dieser Endstufe ist $R_L = \left(\frac{U_{batt} - U_{knie}}{\hat{I}_1}\right) \approx 150\,\Omega$.

Für den Steuerstrom am Emitter ergibt sich $\hat{I}_{st} = 0{,}34\ I_{e,sp} \approx 71$ mA. Die Steuerwechselspannung war 1,7 V, damit wird die Steuerleistung $P_{st} = 0{,}5\ \hat{I}_{st}' \hat{u}_{st} = 60$ mW, und man hat eine Leistungsverstärkung dieser Stufe von rund 3fach zu erwarten (theoretisch 5,8). Der Eingangswiderstand kann noch abgeschätzt werden als $R_{ein} = \frac{\hat{u}_{st}}{\hat{I}_{st}} \approx 25\,\Omega$.

Für geringe Verluste in den HF-Kreisen soll die Leerlaufgüte etwa 100 betragen; eine Lastgüte des Kreises von 3 bis 5 ist ausreichend; für die Verluste gilt $\eta_{kr} = \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right)$, was für die obigen Werte $\eta_{kr} = 0{,}95$ ergibt. 5% der Ausgangsleistung gehen im Schwingkreis verloren. Die Dimensionierungsformeln für die Schaltelemente des Ausgangskreises lauten:

$$C5 = \frac{2\ Q_L}{\omega\,(R_K + \sqrt{R_L\,R})};$$

$$C4 = \frac{2\,Q_L}{\omega\,(R + \sqrt{R_L\,R})};$$

$$L2 = \frac{R_L + R + 2\sqrt{R_L\,R}}{2\,Q_L\,\omega}.$$

Bei Einsetzen der Werte $R_L = 50\,\Omega$, $R = 150\,\Omega$ und $Q_L = 5$ wird bei $f = 100$ MHz:

$$C\,4 = 71\ \text{pF};\ C\,5 = 123\ \text{pF};\ L\,2 = 0{,}06\ \mu\text{H}.$$

Beim Eingangsanpaßglied kann man analog rechnen, und zwar muß zunächst der Ausgangswiderstand der Treiberstufe berechnet werden; $R_{ein} = 25\,\Omega$ ist bekannt. Mit einer Kniespannung des Treibers von 1 V wird der Außenwiderstand:

$$R_{a,tr} = \frac{(U_{batt} - U_{knie})^2}{2\,P_{tr}}$$

$$= \frac{11^2}{2 \cdot 0{,}06} = \frac{121}{120 \cdot 10^{-3}} \approx 1\ \text{k}\Omega\,.$$

Es hat also eine Anpassung von 1 kΩ auf 25 Ω zu erfolgen. Dabei ergeben sich die Werte $C1 = 30$ pF, $C2 = 167$ pF und $L1 = 0{,}11\ \mu$H bei einer Lastgüte von 10.

Damit ist die Stufe vollständig berechnet. Interessant dürfte die Tatsache sein, daß hohe Güten im UKW-Bereich auch große Kapazitäten und kleine Induktivitäten erfordern. Induktivitäten im Nanohenrybereich lassen sich aber schlecht realisieren. Man verwendet daher auch andere selektive Koppel- und Anpaßschaltungen, z. B. geeignet abgestimmte Serienkreise.

Bild 54 zeigt ein Ausführungsbeispiel dieser Anpaß- und Koppelart. Der Transistor arbeitet in Emitterschaltung bei

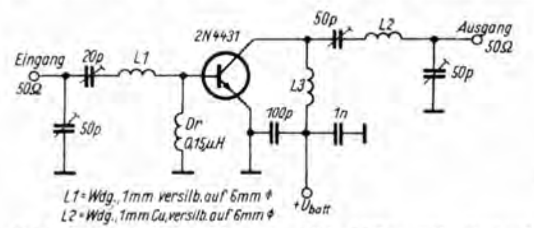


Bild 54 Leistungsstufe für 400 MHz mit Serienkreisen als Koppelelemente

400 MHz, die Spule L3 wird mit der Transistorausgangskapazität und der Schaltkapazität bei der Arbeitsfrequenz auf Resonanz gebracht (Güte dieses Kreises etwa 1); der Wert liegt etwa bei 0,01 μH. Der durch Trimmer und Spule gebildete Serienkreis ist für eine Güte von 3, bezogen auf den Anpaßscheinwiderstand, zu dimensionieren und soll oberhalb der Serienresonanz betrieben werden, so daß die Abstimmung des Trimmers den Effekt einer Induktivitätsveränderung ergibt. Die Drossel im Basiskreis hat eine Induktivität von 0,15 μH. Beim vorangegangenen Beispiel sollte die Drosselinduktivität 1 bis 2 μH betragen.
Die Güte des Ausgangskreises einer HF-Leistungsstufe wird durch zwei gegenläufige Forderungen bestimmt: Um viel Wirkleistung aus dem Kreis auskoppeln zu können, sollte die Lastgüte klein sein – gute Oberwellenunterdrückung dagegen erfordert große Lastgüte. Ein Kompromiß ist der Wert $Q_L = 10$.

2.3. Der Transistor als Schalter

Viele Anwendungen erfordern ein schnelles Umschalten des aktiven Halbleiterbauelements vom leitenden in den gesperrten Zustand. Daher kann der Transistor als elektronisch gesteuerter Schalter verwendet werden, der 2 definierte Zustände EIN und AUS hat. Die Widerstände eines idealen Schalters in diesen 2 Zuständen sind 0 und ∞; der Transistor gestattet Werte von einigen Ohm und einigen zehn Kiloohm zu erreichen. Die Art des Transistors bestimmt die Schnelligkeit des Umschaltens von dem einen in den anderen Zustand. Im folgenden sollen einige grundlegende Beziehungen erläutert und einige praktische Schaltungen beschrieben werden.
Für den Widerstand des Transistors im leitenden Zustand gilt $R_d = \frac{U_{knie}}{I_C}$ (beim *SF 137* z. B. $\frac{0{,}3\ V}{0{,}1\ A} = 3\ \Omega$), während der Sperrwiderstand $R_s = \frac{U_{CE,max}}{I_{CO}}$ wird (beim *SF 137* z. B. $40\ V/10^{-7}\ A = 400\ M\Omega$). Der Sperrwiderstand hängt allerdings stark von der Temperatur ab.

2.3.1. Impulsverhalten des Transistors

In Bild 55 ist die Schaltung eines Transistorschalters angegeben zusammen mit den Zeitverläufen von Strom und Spannung in ihr. Die Eingangsspannung soll ideale Rechteckform

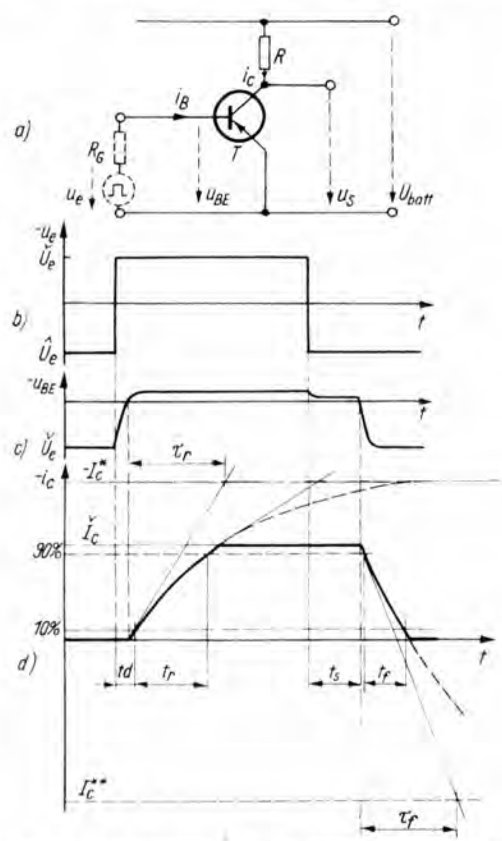


Bild 55 Impulsverhalten des Transistors; a — Schaltung der Stufe, b — Verlauf der Eingangsspannung, c — Verlauf der Basisspannung, d — Kollektorstromverlauf

haben und von sicherem Sperren bis Durchlaß gehen. Betrachtet man den Verlauf von U_{BE}, so ergibt sich ein späterer Einsatz der Leitung und eine flachere, abgerundete Flankenform des Impulses. Die Verzögerungszeit t_d mißt man bei 0,1 I_c — sie wird hauptsächlich durch die Basis-Emitter-Kapazität des Transistors C_{BE} bewirkt (bei leitender Emittersperrschicht durch die Diffusionskapazität C_D) und ist proportional zu C_{BE}, der positiven Sperrspannung und umgekehrt proportional dem Entladestrom.

Der Kollektorstrom benötigt auch eine gewisse Anstiegszeit t_r (von 10 auf 90 % seines Wertes gemessen), die von der Kollektorzeitkonstante und dem Sättigungsgrad abhängt. Die Zeit wird kürzer, wenn man eine Sättigung des Transistors vermeidet. Die Speicherzeit t_s bewirkt, daß der Ausgangsimpuls länger dauert als der Eingangsimpuls; sie tritt nur im gesättigten Betrieb auf und hat ihre Ursache darin, daß die im Basisraum gespeicherten Ladungsträger erst entfernt werden müssen. Schließlich tritt noch die exponentielle Abfallflanke mit der Abfallzeit t_f auf. Man kann zusammenfassend sagen: Ein Transistorschalter verflacht die Schaltflanken eines idealen Impulses, hat eine Eigenverzögerung und eine Impulsverlängerung, bezogen auf den Eingangsimpuls. Moderne Schalttransistoren haben Eigenverzögerungen von 10 ns, Vorderflanken von 50 ns und Abfallzeiten von 0,1 μs. Wenn man aus einer Sinusspannung eine Rechteckspannung erzeugen will, dann kann das durch Übersteuerung einer Transistorstufe in B-Betrieb erreicht werden. Bild 56 zeigt Schaltung und Spannungsverläufe. Die Eingangsspannung wird über einen den maximalen Basisstrom begrenzenden Widerstand von 1 kΩ an den Transistor angelegt. Ihre Spitzenamplitude beträgt 12 V. Die Ausgangsspannung nimmt man über dem Kollektorwiderstand von 220 Ω ab, ihre Amplitude ist U_{batt} (20 V) — U_{knie} (2 V). Die Eingangsspannungs-Flankendauer ergibt sich mit rund 300 μs; für die Ausgangsspannung wird sie 50 μs, also 6mal steiler. Schaltet man nochmals eine solche Begrenzer- und Versteilerungsstufe nach, dann lassen sich Flanken von 10 μs Dauer erreichen.

Für die Ansteuerung von Impulsschaltungen werden steile,

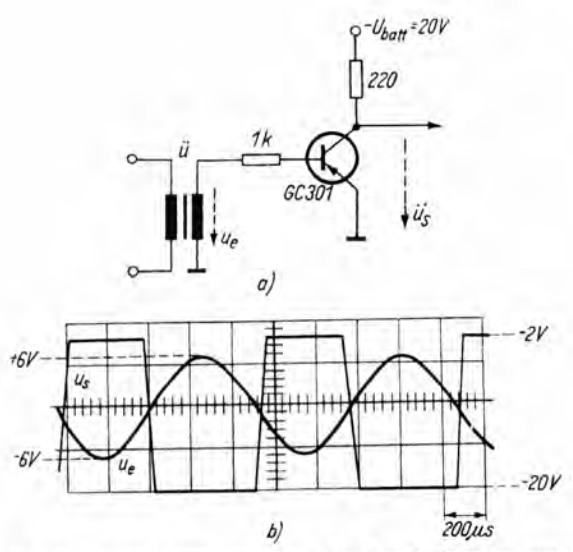


Bild 56 Versteilerung von Impulsen durch Übersteuerung eines Transistors; a — Schaltung, b — Oszillogramm der Spannungsverläufe in der Zeit

kurze Impulse benötigt, so daß man dieser Formerstufe ein RC-Differenzierglied nachschaltet. Die auf diese Weise gewonnenen Nadelimpulse können dann zur Auslösung von Zähldekaden oder Impulsformern nach dem Multivibratorsprinzip benutzt werden.

2.3.2. Impulserzeugung und -verstärkung mit Transistoren

Die wohl am weitesten bekannte Impulsgeneratorschaltung ist der astabile Multivibrator, ein stark rückgekoppelter 2stufiger RC-Verstärker geeigneter Dimensionierung. Durch Auf- und Entladevorgänge von Koppelkondensatoren werden die beiden Transistoren des Multivibrators wechselweise geöffnet und gesperrt. Für die meisten Fälle der Praxis reicht die Standardschaltung mit 2 Ge-pnp-Transistoren aus, die

Bild 57 zeigt. Der MV erzeugt Rechteckschwingungen im Frequenzbereich 150 Hz bis 100 kHz; die Ausgangsspannung wird am Kollektorwiderstand von T1 abgenommen, an R6 kann eine gleich große gegenphasige Rechteckspannung abgenommen werden. Die Widerstände R3 und R4 erzwingen den gesättigten Betrieb der Transistoren, die Spannungsgegenkopplung über R2 und R5 bewirkt ein hartes Umschalten. Bei einer Speisespannung von 10 V beträgt die Ausgangsamplitude der Rechteckimpulse 7 V, bei einer Belastung von 10 kΩ parallel 220 pF. Bei Verwendung von Transistoren des Typs *GF 105* wird eine Mindeststromverstärkung $B = 30$ gefordert, die Vorderflankendauer der erzeugten Impulse beträgt 2 μs. In der folgenden Tabelle sind die Werte der Schaltelemente des Bildes 57 für verschiedene Frequenzen angegeben. Nach dieser Dimensionierung kann man sich mit 5% Fehlern richten.

Tabelle 2 Schaltelemente des astabilen Multivibrators

Impulsfolgefrequenz (Hz)	Widerstände (kΩ) R1 R6	R3 R4	R2 R5	Kondensatoren C1 C2 (pF)
160	1,6	24	75	103300
250	1,6	24	33	110000
600	1,6	24	30	51000
1000	1,6	24	30	31000
2500	1,6	24	33	11300
4000	1,6	24	33	7360
10000	1,6	24	30	3300
25000	0,56	47	4,3	5490
40000	0,56	47	4,3	4050
100000	0,56	—	4,3	1830

Bei Transistormultivibratoren mit niedriger Speisespannung bereitet es oft Schwierigkeiten, eine exakte Rechteckform der erzeugten Schwingung zu erhalten. In diesem Fall hilft ein

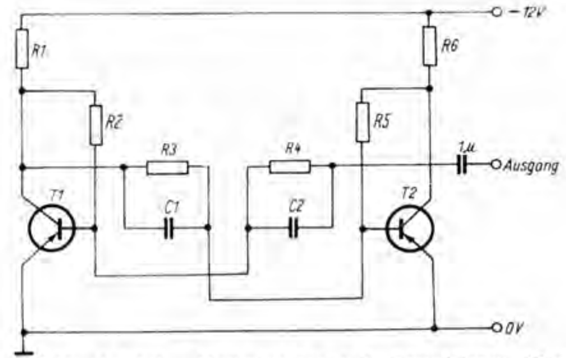


Bild 57 Astabiler Multivibrator mit Transistoren (Standardschaltung)

nichtlinearer Außenwiderstand, d. h., man schaltet bei einem gewissen Spannungspegel dem Außenwiderstand einen zweiten, kleineren über eine Diode parallel.
Bild 58 zeigt ein Ausführungsbeispiel dieser Idee für eine Rechteckspannung mit 950 Hz Folgefrequenz. Die Speisespannung beträgt 12 V; über Germanium-Golddrahtdioden wird der Außenwiderstand von 1 kΩ auf 0,5 kΩ verringert – für den Umklappvorgang gilt der kleinere Widerstand. Der genaue Frequenzabgleich erfolgt durch die Basiswiderstände parallel zu den 10-kΩ-Widerständen. Sie müssen auf beste Symmetrie und richtige Folgefrequenz einjustiert werden.

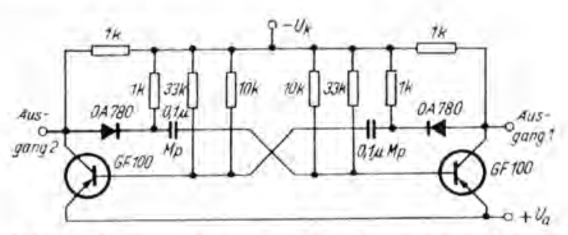


Bild 58 Multivibrator mit guter Rechteckform der Ausgangsspannung

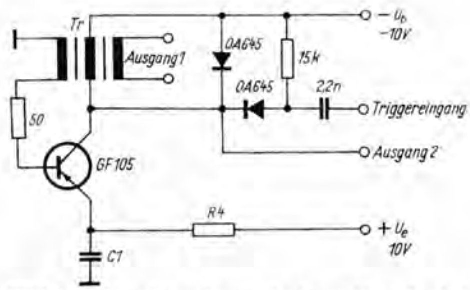


Bild 59 Transistor-Sperrschwinger (Standardschaltung)

Benötigt man keine Rechteckspannungen, sondern Folgen kurzer Impulse, dann ist der Sperrschwinger dem Multivibrator vorzuziehen. Im Sperrschwinger bewirkt die zur Rückkopplung erforderliche Phasendrehung ein Impulsübertrager, so daß nur ein aktives Bauelement erforderlich ist. Die Dauer des erzeugten Impulses wird durch die Eigenschaften des Transistors und des Sperrschwingertransformators bestimmt, die Impulsfolgefrequenz dagegen durch ein geeignet dimensioniertes RC-Glied im Emitter- oder Basiskreis. Bild 59 zeigt die Standardschaltung eines Transistorsperrschwingers.

Der Sperrschwinger hat eine Rückkopplung vom Kollektor auf die Basis; das folgefrequenzbestimmende RC-Glied liegt

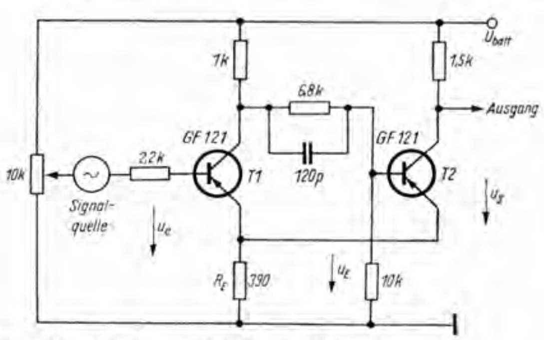


Bild 60 Schaltung des Schmitt-Triggers

im Emitter. Die erzeugten Impulse lassen sich entweder an einer Tertiärwicklung des Impulsübertragers oder kapazitiv am Kollektor abnehmen.

Vorder- und Rückflanke des erzeugten Impulses hängen von der Art des verwendeten Übertragers ab. Benutzt man einen Ferritringkern mit $\mu = 600$ und 100 mm Durchmesser, mit 100 = 50 = 50 Wdg., 0,1-mm-CuL, bewickelt, dann sind die Flankendauern 0,5 μs. Für eine Folgefrequenz von 160 Hz wird C1 = 0,45 μF und R4 = 61 kΩ, die Werte für 10 kHz lauten 0,05 μF und 7,4 kΩ. Zwischenwerte stellt man mit einem Kondensator von 0,22 μF und veränderlichem Vorwiderstand ein. An der niederohmigen Auskopplungswicklung kann eine Impulsspannung von 3 V, am Kollektor von etwa 7 V abgenommen werden. Der Synchronisiereingang gestattet die Fremdsteuerung der Folgefrequenz mit Triggerimpulsen $>$ 6 V und Impulsdauer $>$ 0,5 μs, wenn die steuernde Frequenz höher als die Eigenfrequenz des Sperrschwingers ist.

Für die Herstellung einer Rechteckspannung aus einer Sinusspannung benutzt man häufig den Schmitt-Trigger, der als hervorstechende Eigenschaft eine Schalthysterese hat, d. h., seine Ausgangsspannung springt auf den vollen Wert, wenn eine bestimmte Eingangsspannung über- oder unterschritten wird. Dabei liegen Einschaltpunkt und Ausschaltpunkt nicht auf gleichem Spannungsniveau — ihr Unterschied liegt bei 0,2 bis 3 V —, das ist die Hysterese oder Schaltschwelle des Schmitt-Triggers. Bild 60 zeigt die Schaltung für das Ausführungsbeispiel eines Schmitt-Triggers mittlerer Schnelligkeit. Der eine Koppelzweig wird durch den zwischen Kollektor von T1 und Basis von T2 gelegenen Widerstandsteiler gebildet, während der andere der gemeinsame Emitterwiderstand ist. Mittels Potentiometers stellt man den Nullpegel der Wirkungsweise des Schmitt-Triggers ein — im Beispiel auf 2,4 V. Die Größe der Schaltschwelle kann mit R_E variiert werden, sie verbreitert sich mit steigendem R_E. Weiterhin ist die Schaltschwelle der Stromverstärkung der benutzten Transistoren proportional. Bild 61 veranschaulicht im Oszillogramm nochmals die Verhältnisse. In Teilbild 61a sind Eingangsspannung (Wechselspannung) u_e und Ausgangsrechteckspannung u_a

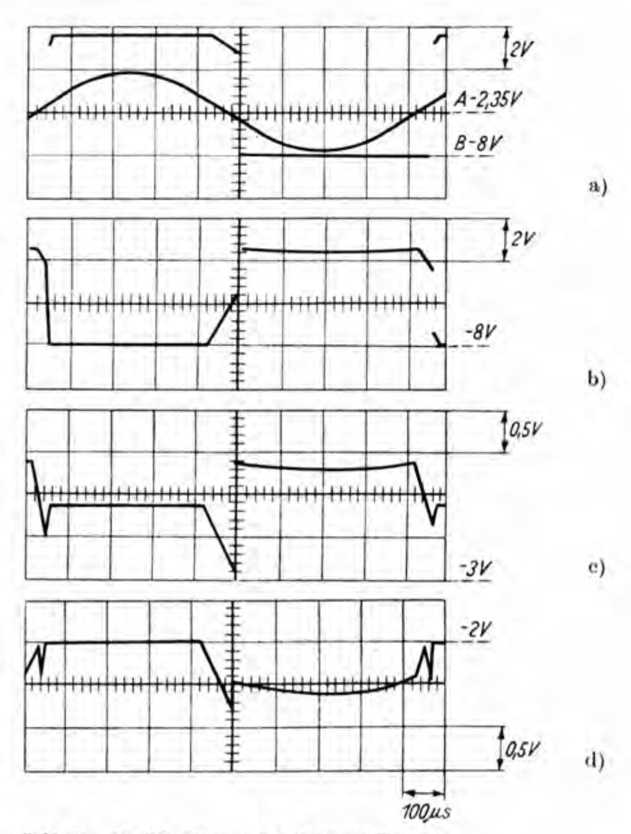


Bild 61 Oszillogramme des Schmitt-Triggers

dargestellt, Teilbild 61b zeigt die Kollektorspannung von T1 gegen Masse gemessen, Teilbild 61c stellt die Basisspannung von T1 nach Masse dar, Teilbild 61d gibt die Emitterspannung u_E wieder. Damit ist die Funktion des Impulsformers genügend erläutert.

Für die Einschaltung von Verbrauchern mit größerem Strombedarf ist es zweckmäßig, dem Schmitt-Trigger eine Leistungs-

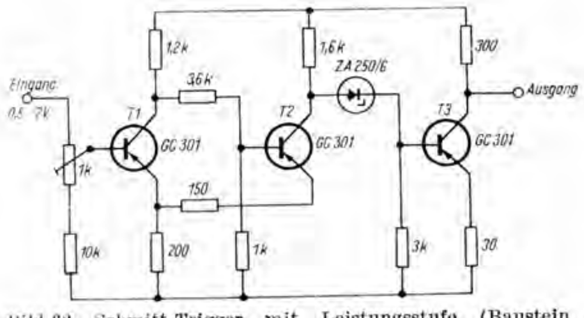


Bild 62 Schmitt-Trigger mit Leistungsstufe (Baustein des EKBS-Systems)

stufe nachzuschalten, wie es Schaltung Bild 62 zeigt. Dieser Trigger ist im Bausteinsystem der Meßtechnik der DDR als Standardbaustein eingeführt und gestattet Verbraucher bis 2 W sicher zu schalten. Die Dimensionierung ist für kleine Hysterese und relativ große Ströme erfolgt. 2 derartige Triggerstufen sind auf einer Platte von 90 mm × 160 mm als steckbare Einheit angebracht.

Die Verwendung von Komplementärtransistoren bringt eine bedeutende Vereinfachung der Schaltung des Schmitt-Triggers. Dies wird deutlich aus Bild 63, das die Schaltung eines mit pnp- und npn-Transistor bestückten Triggers darstellt. Dabei wird nur eine Forderung an den die Steuerspannung liefernden Generator gestellt: Es muß eine Spannungs-

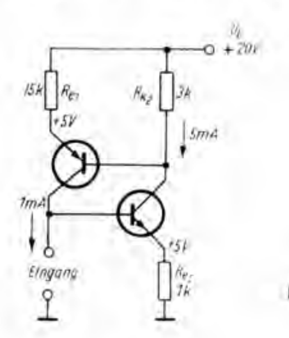


Bild 63 Schmitt-Trigger mit Komplementärtransistoren

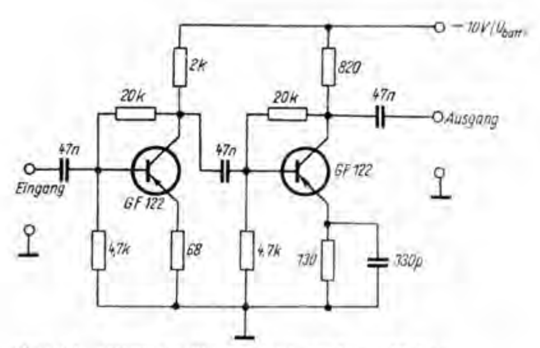


Bild 64 2stufiger Transistorimpulsverstärker

quelle mit 10 kΩ Innenwiderstand und einem Strom von 2 mA sein. Der Kollektorstrom von T1 beträgt 1 mA, der von T2 = 5 mA, so daß sich eine Schaltungsstromverstärkung von 5 ergibt. Die Schaltschnelligkeit dieses Triggers läßt sich erhöhen, wenn die beiden Emitterwiderstände mit kleinen Kapazitäten überbrückt werden (Größenordnung 50 bis 200 pF). Der Eingangswiderstand im eingeschalteten Zustand beträgt rund 700 Ω, im ausgeschalteten Zustand 100 kΩ. Die Impulsverstärkung mit Transistoren kann in breitbandigen RC-Verstärkern erfolgen (Videoverstärker). Das Beispiel eines 2stufigen Videoverstärkers mit Ge-HF-Transistoren *GF 122* zeigt Bild 64. Er verstärkt positive oder negative Eingangsimpulse von 0,25 bis 10 μs Dauer 40fach. Die Bandbreite des RC-Verstärkers beträgt 7 MHz, die maximale Ausgangsspannung 2,5 V (für rund 60 mV Eingangsspannung). Bei 10 V Speisespannung beträgt die Stromaufnahme des Verstärkers 8 mA. Als Lastwiderstand können am Ausgang 2 kΩ parallel 10 pF angeschaltet werden.

Für Zählzwecke und zur Frequenzteilung benutzt man den bistabilen Multivibrator. Diesen bringt man durch einen Eingangsimpuls in eine stabile Lage; durch den nächstfolgenden Impuls wird er in die vorherige stabile Lage zurückgesteuert. Für je 2 Eingangsimpulse wird ein Ausgangsimpuls erzeugt. Daher kann diese mit 2 stabilen Lagen ausgestattete Impuls-

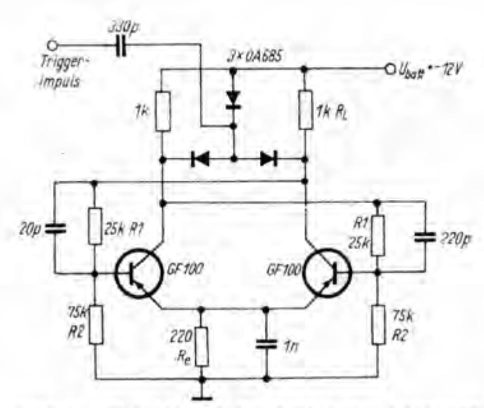


Bild 65 **Bistabiler Multivibrator (2:1-Untersetzer) mit Emitterkopplung**

schaltung als Untersetzer 2:1 eingesetzt werden. Eine dekadische Zählkette besteht aus 4 derartigen bistabilen Multivibratoren mit einer geeigneten Rückführung (ohne diese wäre die Gesamtuntersetzung $2^4 = 16$). Bild 65 zeigt eine praktisch ausgeführte Schaltung für einen bistabilen Multivibrator, die bis zu Frequenzen von einigen hundert Kilohertz einsetzbar ist. Die Transistoren sind über Widerstände kreuzweise miteinander gekoppelt, beide Transistoren haben einen gemeinsamen Emitterwiderstand. Dieser bewirkt, daß der gesperrte Transistor eine Sperrspannung an der Basis-Emitter-Strecke erhält und deshalb sicher gesperrt ist. Die Kondensatoren beschleunigen den Umklappvorgang — sie liefern eine bestimmte Ladungsmenge zur Ausräumung der Träger aus dem Basisraum des geöffneten Transistors, wenn dieser gesperrt wird. Die Triggerung der Schaltung kann über Dioden im Kollektorkreis erfolgen. Für die Berechnung gelten folgende vereinfachende Annahmen:

- der leitende Transistor ist voll eingeschaltet, die Kniespannung vernachlässigbar klein;
- der gesperrte Transistor ist völlig gesperrt, I_{CO} vernachlässigbar klein.

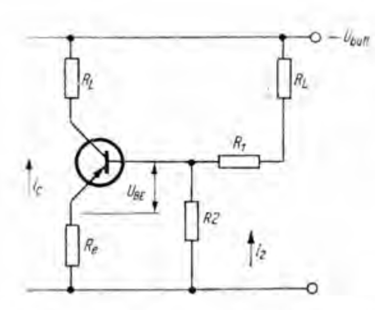


Bild 66
Gleichstromschaltung für die Berechnung des Schmitt-Triggers (geöffneter Transistor)

Für den leitenden Transistor gilt (Bild 66):

$$I_c = \frac{U_{batt}}{R_e + R_L};$$

weiterhin

$$I_2\,R2 = R_e\left(\frac{U_{batt}}{R_e + R_L}\right) + U_{BE};$$

daraus wird

$$I_2 = \frac{R_e}{R2}\left(\frac{U_{batt}}{R_e + R_L}\right) + \frac{U_{BE}}{R2}.$$

Wenn die Stromverstärkung β gerade zur Sättigung des Transistors ausreicht, dann wird der minimale Basisstrom

$$I_{b,min} = \frac{I_c}{\beta}.$$

I_c eingesetzt, ergibt

$$I_{b,min} = \frac{U_{batt}}{\beta\,(R_e + R_L)}.$$

Der Gesamtstrom in R1 und R2 ist gleich $I_{b,min} + I_2$:

$$I_{ges} = \frac{U_{batt}}{(R_e + R_L)} + \frac{R_e}{R_L}\left(\frac{U_{batt}}{R_e + R_L}\right) + \frac{U_{BE}}{R2}.$$

Der Spannungsabfall über R1 und R_L ist gegeben durch

$$U_1 \approx U_{batt}\left(1 - \frac{R_e}{R_e + R_L}\right).$$

Der Strom durch R1 und R_L wird dann

$$I = \frac{U_{batt}}{R1 + R_L}\left(1 - \frac{R_e}{R_e + R_L}\right)$$

Schließlich ergibt sich die Gleichung

$$\frac{1}{R_e + R_L}\left[\frac{R_e}{R1 + R_L} + \frac{R_e}{R2} + \frac{1}{\beta}\right] = \frac{1}{R1 + R_L} - \frac{U_{BE}}{U_{batt}\, R2}.$$

Betrachtet man den gesperrten Transistor, dann kann die Gleichstromschaltung des Bildes 67 zugrunde gelegt werden. Die Vorspannung an der Emitter-Basis-Strecke wird gegeben durch

$$U_{BE\,(sperr)} = \left(\frac{R1}{R1 + R2}\right)\left(\frac{R_e\, U_{batt}}{R_L + R_e}\right).$$

Ist die Summe der Restströme im gesperrten Transistor und $(I_b + I_2)$ vernachlässigbar zu I_c im eingeschalteten Zustand, dann wird der Stromhub im Kollektorkreis

$$\Delta I_c \approx \frac{U_{batt}}{R_e + R_L}.$$

Wenn gegeben ist $\Delta I_c = 10$ mA, $R_L = 1$ kΩ, $\beta_{min} = 30$ und $U_{BE} = 0{,}2$ V, wird die Batteriespannung $10 + 2 = 12$ V, und die Widerstände ergeben sich aus den Formeln zu $R1 = 25$ kΩ, $R2 = 75$ kΩ und $R_e = 200$ Ω. Daraus resultiert am gesperrten Transistor eine Sperrspannung von 0,5 V. Damit ist der bistabile Multivibrator gleichstrommäßig berechnet, die zuzuschaltenden Kondensatoren können durch oszillografische Beobachtung der Impulsformen optimal gewählt werden.

2.3.3. Leistungsschalter mit Transistoren

Für den reinen Schaltbetrieb bei Leistungstransistoren kann man die Außenwiderstandsgerade so legen, daß sie zum Teil

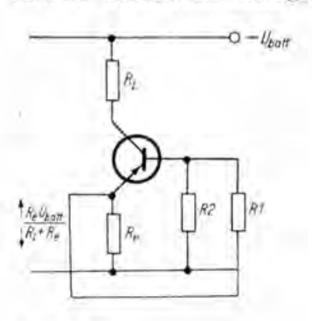


Bild 67
Gleichstromschaltung für die Berechnung des bistabilen Multivibrators (gesperrter Transistor)

oberhalb der Verlustleistungshyperbel verläuft. Wenn das Umschalten vom gesperrten in den leitenden Zustand genügend schnell erfolgt, bleibt die Verlustleistung doch unterhalb des zulässigen Maximalwerts. Für den Transistor *GD 175* kann ein $R_L = 6\,\Omega$ gewählt werden. Die beiden Schaltendpunkte sind dann 12 V/1 mA (Leistung 12 mW) und 2 A/1 V (Leistung 11 W). Die Ausgangsleistung im Schaltbetrieb wird dann $12\frac{2}{2} = 12$ W (also dreimal höher als die Kollektorverlustleistung). Dies gilt natürlich bei ohmscher Last. Im Fall einer induktiven Belastung wird der Transistor beim Abschalten durch die Extraspannung $u_L = -L\left(\frac{dI}{dt}\right)$ in Sperrichtung belastet. Die Spitzen der Abschaltspannung sind durch Dioden abzukappen, damit die Kollektorsperrschicht nicht durchschlagen wird.

Die Begrenzung der Amplitude läßt sich auch durch Zenerdioden erreichen, die man in einem Gegentaktoszillator zwischen Basis und Kollektor schaltet. Es ergibt sich die einfache Leistungsimpulsgeneratorschaltung des Bildes 68. Die erzeugte Rechteckspannung kann entweder an den Kollektoren der beiden schaltenden Transistoren oder an einer Sekundärwicklung abgenommen werden. Die Basis erhält dann vollen Strom zum Öffnen, wenn durch die Kollektorspannung die Zenerdiodenspannung überschritten wird; dies ist bei Spannungen > 9 V der Fall. Die Rechteckform der erzeugten Spannung läßt sich noch verbessern, wenn man einen Transformatorkern mit rechteckiger Hystereseschleife benutzt.

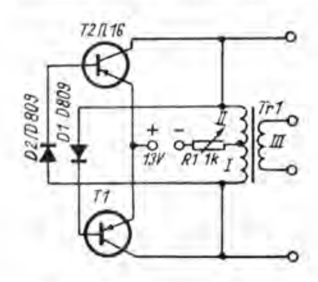


Bild 68
Rechteckwellengenerator

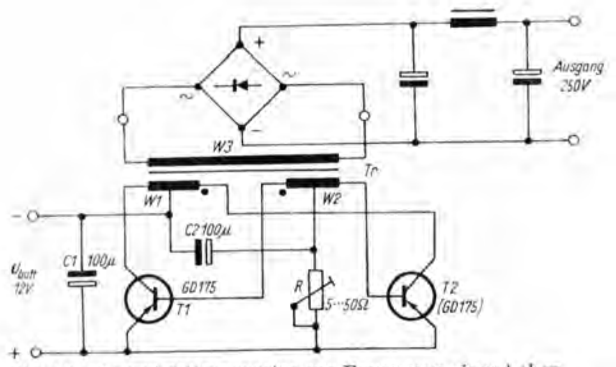


Bild 69 Gegentakttransverter zur Erzeugung einer hohen Gleichspannung aus einer niedrigen

Das Hauptanwendungsgebiet der Leistungstransistorschalter ist neben der Steuerung von Relais der Einsatz in Spannungswandlern — in Transvertern. Diese sind die elektronischen Nachkommen der Zerhacker und wandeln eine Eingangsgleichspannung in eine Wechselspannung um, die dann hochtransformiert und wieder gleichgerichtet und gesiebt werden kann. Spannungswandler mit 2 Transistoren (Gegentakttransverter) geben annähernd konstante Spannung ab und sind leerlauffest. Eintaktspannungswandler (mit 1 Transistor in einer Rückkopplungsschaltung) geben eine annähernd konstante Leistung ab, sind aber nicht leerlauffest und gegebenenfalls zu regeln.

Das Umschalten von der Leitphase in die Sperrphase der Transistoren erfolgt, wenn die Steuerleistung nicht mehr ausreicht, den Transistor durchgeschaltet zu halten. Bei freischwingenden Transvertern, bei denen man die Steuerleistung einer Rückkopplungswicklung des Transformators entnimmt, ist das dann der Fall, wenn die Sättigungsinduktion des Kernes erreicht wird.

Bild 69 zeigt die Schaltung eines Gegentakttransverters, der eine nahezu rechteckige Ausgangsspannung abgibt. Die Transistoren werden wechselseitig durchgesteuert und gesperrt. Eine Hälfte der Primärwicklung des Transformators liegt über

den leitenden Transistor an der Speisespannung. Über den leitenden Transistor fließt der transformierte Laststrom und der Magnetisierungsstrom des Transformators. Dieser steigt, wenn die Induktion im Kern ihren Sättigungswert erreicht, plötzlich stark an. Der Basisstrom genügt nicht mehr, um den Transistor bei einem so großen Kollektorstrom leitend zu halten. Die Restspannung zwischen Kollektor und Emitter nimmt zu, damit werden die Spannung an der Primärwicklung und die Steuerspannung an der Wicklung w_2 kleiner. Der Basisstrom des Transistors nimmt ab, und die Spannung U_{CE} wird noch größer. Es setzt ein Kippvorgang ein. Infolge der in der Induktivität gespeicherten magnetischen Energie entsteht dabei eine Gegenspannung, die auch an der Steuerwicklung w_2 auftritt. Sie ist so gerichtet, daß der zuvor gesperrte Transistor nun durchgesteuert wird. Es beginnt eine neue Halbperiode. Während dieser Halbperiode nimmt der Magnetisierungsstrom zunächst ab, wird 0 und steigt dann in seiner umgekehrten Richtung wieder an, bis die Sättigungsinduktion erreicht ist und ein neuer Umschaltvorgang stattfindet. Am Kollektor des gesperrten Transistors liegt während dieser Zeit eine Spannung von $2\,U_{batt}$. Die Frequenz des Gegentaktwandlers ist wenig lastabhängig; sie steigt jedoch mit der Eingangsspannung an. Mit dem Einstellwiderstand R muß man den Rückkopplungsgrad so einstellen, daß die Transistoren bei Vollast bis zur Kniespannung ausgesteuert werden. Der Kondensator C2 dient als Starthilfe, C1 verhindert primärseitige Spannungsspitzen. Die Primär- und Rückkopplungswicklung sind bifilar zu wickeln, damit möglichst geringe Streuinduktivität auftritt. Die durch Streuinduktivität auftretenden Spannungsspitzen können die Kollektorsperrschicht durchschlagen (Abhilfe: über jede Kollektor-Emitter-Strecke einen Kondensator von 2 bis 22 nF schalten). Die eingesetzten Transistoren sollten paarig sein (Mindestforderung gleiches I_{CO} und gleiches β).

Für eine umgesetzte Leistung von 20 W mit 2 Transistoren *GD 175* bei 12 V Batteriespannung muß für 50 Hz Schwingfrequenz ein Transformator *M 65/27* eingesetzt werden, der folgende Wicklungen erhält:

w_1 = 2mal 80 Wdg., 1-mm-CuL, bifilar,
w_2 = 2mal 34 Wdg., 0,3-mm-CuL, bifilar,
w_3 = 1800 Wdg., 0,25-mm-CuL,
Kern-Dynamoblech IV/0,35 mm, ohne Luftspalt, geschichtet.

Siebung und sekundäre Gleichrichtung richten sich nach den Erfordernissen des anzuschaltenden Geräts (Nenndimensionierung 4 × *SY 210*, Lade- und Siebkondensator 2 × 50 µF 350/385 V, Drossel M 42 L = 1 H, Ausgangsstrom 80 mA).
Im Interesse einer Volumenersparnis wählt man die Transvertereigenfrequenz oft bei 1 bis 10 kHz, dann werden die Siebmittel kleiner, allerdings steigt die Verlustleistung der Schalttransistoren an. Bei Transistoroszillografen gewinnt man die Bildröhrenspannung aus einem Transverter, der dann sekundärseitig mit Spannungsvervielfachern ausgelegt wird.

2.4. Der Transistor als Schwingungserzeuger

In gewisser Weise sind die Multivibratoren bereits Transistorschwingungserzeuger jedoch sollen in dem folgenden Abschnitt Oszillatoren für sinusförmige Ausgangsspannungen beschrieben werden. Je nach dem Einsatzfrequenzbereich unterscheidet man NF- und HF-Transistoroszillatoren. Allen gemeinsam ist das Prinzip nach Bild 70:
Ein Verstärker mit einer Verstärkung > 1 wird über ein Rückkoppelnetzwerk in sich rückgekoppelt. Für die Anfachung von Schwingungen in diesem Kreis muß $k \cdot V \geqq 1$ und die Summe aller Phasenwinkel 0° oder 360° sein. Der Verstärker verstärkt die Eingangsleistung P_{ein} auf die Aus-

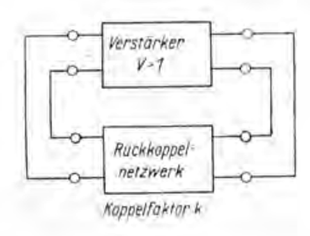


Bild 70
Prinzip der Schwingungserzeugung mit Transistor

gangsleistung $V \cdot P_{ein}$. Der Oszillator soll die Leistung P_0 abgeben. Im frequenzbestimmenden Kreis tritt P_{kr} als Verlustleistung auf, in der Rückkoppelschaltung ein Verlust $P_{rü}$. Dann wird die Leistungsbilanz des Oszillators:

$$V \cdot P_{ein} = P_{ein} + P_0 + P_{kr} + P_{rü} \,.$$

Je nach der Art des frequenzbestimmenden Kreises und der Rückkoppelmethode unterscheidet man Oszillatorschaltungen nach *Meißner*, *Colpits*, *Clapp* u. a.

2.4.1. Oszillatoren mit Transistoren im NF-Gebiet

Als Beispiel für die Dimensionierung eines NF-Oszillators wird die Schaltung eines Normalpegeloszillators für 800 Hz beschrieben. Das Gerät soll eine Spannung von 1,55 V an 600 Ω liefern. Da der Innenwiderstand aus Anpassungsgründen ebenfalls 600 Ω betragen soll, sind 3,1 V (also rund 3,5 V) an 1200 Ω erforderlich, das ist eine Ausgangsleistung $P_0 = \frac{U^2}{R_L} =$ 10 mW. Weiterhin gilt $P_{osz} = P_{kr} = P_L$. Rechnet man mit einem Transistor *SF 132* und stellt bei 12 V Speisespannung einen Strom von 4 mA ein, dann wird $P_S = 48$ mW. Rechnet man überschlägig mit einem Wirkungsgrad von 50% (für die Umsetzung der Gleichstromleistung in eine Wechselstromleistung), dann wird $P_{osz} = 24$ mW. Die Verlustleistung des Kreises kann nun bestimmt werden zu $P_{kr} = P_{osz} - P_o =$ 14 mW. Der Außenwiderstand für den gewählten Arbeitspunkt wird $R_a = \frac{(U_{batt} - U_{knie})}{I_c} = 2{,}9\ \text{k}\Omega$, wenn $U_{knie} =$ 0,5 V angenommen wird. Für den übersetzten Lastwiderstand kann man dann schreiben: $R_L' = R_a\left(\frac{1 - P_{kr}}{P_0}\right) = 7\ \text{k}\Omega$. Das Übersetzungsverhältnis vom Kollektorschwingkreis zum Ausgangskreis wird dann $ü^2 = \frac{R_L}{R_L'} = \frac{1200}{7000} = 0{,}171$ und schließlich $ü = 0{,}42$. Für den Resonanzwiderstand des Kollektorkreises gilt:

$$R_p = R_a \left(\frac{1 + P_0}{P_{kr}}\right) = 5\ \text{k}\Omega \,.$$

Gibt man den Schwingkreiskondensator mit 0,47 μF vor, dann gilt für die Induktivität: $L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C}$ oder L = 85 mH. Für die Kreisgüte, die bestimmend für die Frequenzkonstanz des Oszillators ist, ergibt sich dann: $Q = \frac{R_p}{\omega \cdot L} \approx 12$. Die genaue Berechnung der Rückkopplung vom Kollektor auf die Basis kann unter Benutzung der h-Parameter nach der Formel

$$ü = \frac{1}{\beta}\left(\frac{h_{21e}}{R_L} + \det h_e\right)$$

erfolgen, wobei det (Determinante) $h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{21e} \cdot h_{12e}$ ist. Durch einen Emitterwiderstand wird der Transistor stromgegengekoppelt, was sowohl die Verzerrungen herabsetzt als auch die Streuungen der Transistoren in der Schwingschaltung ausgleicht. Man müßte nun die durch die Gegenkopplung veränderten h-Parameter berechnen, dann läßt sich ü ermitteln. Einfacher ist ein Verfahren, das aus der Eingangskennlinie die erforderliche Amplitude an der Basis für den gewünschten Aussteuerbereich um den Arbeitspunkt von 4 mA ermittelt, dann setzt man näherungsweise $ü = \frac{U_{kr}}{U_{BE}}$ (U_{kr} = Wechselspitzenspannung am Kreis $\approx$ 10 V). Es wird dann ü = 0,1. Den Spannungsteiler für die Basis wählt man niederohmig; der Ausgangsspannungsregler (Einstellung auf Sollpegel) liegt in der Batteriezuleitung und verändert die Speisespannung U_{batt}. Ausgangsseitig ist ein Wechselstromvoltmeter mit 2 Miniplastdioden *SAY 32* angeschaltet; das einschaltbare Dämpfungsglied gestattet eine feste Dämpfung von 0,7 Np zuzuschalten; der Ausgangspegel beträgt dann +0,7 Np. Der Klirrfaktor des LC-Oszillators liegt bei 0,5 bis 1%. Schaltet man noch ein 2. Widerstands-T-Glied gleicher Dimensionierung in den Ausgang, so kann der Pegel 0 Np eingestellt werden. Die Ausgangsspannungsanzeige arbeitet in Spannungsverdopplerschaltung. Als Übertrager wird ein Ferrit-Doppel-E-Kern *EE 30* benutzt, weil sich bei ihm durch Luftspalteinstellung die Sollfrequenz einstellen läßt. Die Windungszahlen ermittelt man nach bekannten Verfahren.

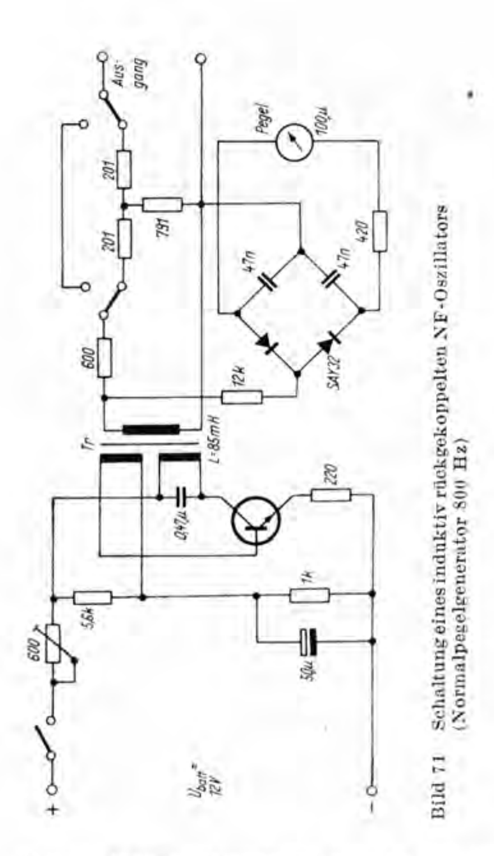


Bild 71 Schaltung eines induktiv rückgekoppelten NF-Oszillators (Normalpegelgenerator 800 Hz)

Wie aus Bild 70 ersichtlich ist, benötigt man zur Schwingungserzeugung einen Verstärker und eine Phasenschiebung, so daß die Summe der Phasen in der Schleife 360° beträgt. Ein Transistor in Emitterschaltung liefert 180° Phasendrehung zwischen Ein- und Ausgangsspannung sowie V ≈ 10 bis 50. Man kann sich im Rückkoppelnetzwerk also eine Dämpfung leisten, wenn es die Phasenschiebung von 180° erlaubt. Deshalb sind auch statt LC-Kreisen in NF-Oszillatoren RC-Kreise möglich. Eine einfache Form ist die mehrgliedrige Phasenschieberkette

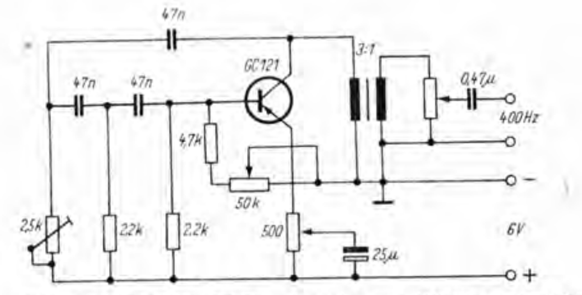


Bild 72 Einfacher NF-Tongenerator mit RC-Phasenschieber

Bild 72 zeigt einen einfachen Tongenerator für Prüfzwecke mit einer Frequenz von 400 Hz, der ein 3gliedriges RC-Hochpaßnetzwerk als Phasenschieber verwendet. Der Transistor wird mit 3 mA Kollektorstrom und 4,5 V Kollektorspannung betrieben, die erzeugte Wechselspannung transformatorisch aus dem Kollektorkreis ausgekoppelt und über ein Potentiometer geregelt. Den richtigen Arbeitspunkt stellt man mit dem Basisvorwiderstand 50 kΩ ein. Das im Emitterkreis liegende Potentiometer 500 Ω gestattet eine veränderliche Wechselstromgegenkopplung. Diese stellt man auf saubere Sinusform der Ausgangsspannung ein. Da die Phasenschiebung von 180° exakt nur für eine Frequenz stimmt, erregt sich auch nur diese bestimmte Frequenz. Phasenschiebergeneratoren sind im gesamten NF-Gebiet realisierbar, eine Abstimmung über größere Frequenzbereiche ist jedoch nicht möglich.

Die ebenfalls als selektives RC-Netzwerk eingesetzte *Wien*-Brücke gestattet jedoch eine Abstimmung über einen Frequenzbereich 1:10. Ein Tongenerator mit dieser Schaltung ist in Bild 73 dargestellt. Die *Wien*-Brücke besteht aus einem RC-Serienkreis und einem RC-Parallelkreis in Reihe. Die Transistoren T1–T2 bilden ein *Darlington*-Paar (zusammengesetzter Transistor zur Erzielung einer hohen Gesamtstromverstärkung); T3 ist ein stromgegengekoppelter Verstärker in Emitterschaltung. Die Gesamtverstärkung T1–T2 reicht aus, die Dämpfung des Wien-Brückennetzwerks zu kompensieren und eine gewisse Überschußverstärkung im Kreis zu sichern.

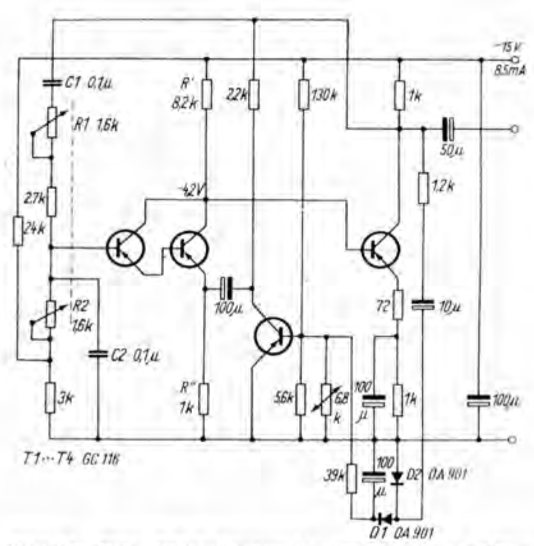


Bild 73 *Wien*-Brückengenerator zur Erzeugung klirrarmer NF-Spannungen mit Stabilisierungstransistor

Ein Teil der Ausgangsspannung wird an eine Diodenspannungsverdopplerschaltung geführt und erzeugt für den Transistor T4 eine solche Basisregelspannung, daß er bei ansteigender Ausgangsspannung weniger Kollektorstrom führt und sich damit sein Innenwiderstand vergrößert. Dieser liegt in Reihe mit dem Emitterkondensator 100 μF von T2; auf diese Weise wird der Kondensator immer mehr vom Emitterkreis abgetrennt, und R″ wirkt als Gegenkopplung für Wechselstrom. Bei kleiner Ausgangsspannung verläuft der Vorgang in umgekehrter Richtung, und der Kondensator hebt die Gegenkopplung mehr und mehr auf. Durch diese Regelung wird die Ausgangsspannung konstantgehalten, und bei geeigneter Dimensionierung ist auch der Klirrfaktor klein. So vermeidet man die Regelschaltungen mit Kaltleitern. Der schalttechnische Aufwand ist in diesem Fall jedoch größer. Damit auch eine gewisse Temperaturkompensation des *Wien*-Brückengenerators erfolgt, ist im Basiskreis von T4 ein Heißleiter angeordnet. Die Fre-

quenzänderung geschieht grob durch stufenweise Veränderung der Kondensatoren C1 und C2 (etwa im Verhältnis 1:10 von 0,47 μF bis 470 pF) und fein durch Veränderung des Doppelpotentiometers R1/R2. Damit eine lineare Frequenzskala erreicht wird, sollte das Potentiometer ein logarithmischer Tandemtyp sein. Neben diesen NF-Generatoren gibt es noch sogenannte Schwebungssummer, bei denen eine feste HF-Spannung und eine veränderliche HF-Spannung in einem Ringmodulator gemischt werden sowie die Differenzfrequenz durch einen dem Modulator folgenden Tiefpaß ausgesiebt und als Tonfrequenz zum Messen benutzt wird. Der Vorteil dieses NF-Generators ist, daß er in einem Bereich den gesamten NF-Bereich von 50 Hz bis 25 kHz überstreichen kann. Nimmt man an, daß der Festoszillator auf einer Frequenz von 200 kHz schwingt, dann muß der veränderliche Oszillator von 175 bis 200 kHz oder von 200 bis 225 kHz schwingen, damit die Differenz den gewünschten NF-Bereich ergibt. Schwierigkeiten sind bei diesem NF-Generatortyp:

- Gefahr der gegenseitigen Mitnahme der HF-Generatoren, daher gute Abschirmung erforderlich;
- geringe erzeugte Ausgangsspannung, denn zum Erreichen eines kleinen Klirrfaktors muß die eine HF-Spannung im Volt-, die andere im Millivoltgebiet liegen.

2.4.2. Oszillatoren mit Transistoren im HF-Gebiet

Bevor auf einzelne Schaltbeispiele eingegangen wird, seien einige Hinweise auf die Dimensionierung der HF-Kreise in Oszillatoren gegeben. Der Oszillatorkreis kann entweder ein LC-Kreis, ein Quarz oder ein Lecher- bzw. Koaxialkreis (dieser im UHF-Gebiet) sein.

Der Schwingkreis hat im Oszillator folgende Aufgaben zu erfüllen:

- Bestimmung der Eigenfrequenz des Oszillators;
- Wirkung als Rückkoppelnetzwerk in der Schleife (Bild 70);
- Erzielung der Frequenzstabilität (Kleinhalten der

Umgebungseinflüsse, vor allem des Einflusses der Temperatur auf die Eigenfrequenz);

- Wirkung als Auskoppelnetzwerk zur Last hin;
- Bestimmung des Wirkungsgrads eines Oszillators.

Als Schwingkreiskondensatoren in hochstabilen Oszillatoren sollte man Glimmer- bzw. Keramiktypen verwenden. Bei niedrigeren Frequenzen und geringen Umgebungstemperaturänderungen eignen sich auch Styroflexkondensatoren. Die stabilsten Spulen sind Keramikspulen mit eingebrannter Silberwicklung. LC-Oszillatoren haben Temperaturkoeffizienten der erzeugten Frequenz von etwa 1 bis $10 \cdot 10^{-5}$/grd. Die Stabilität gutdimensionierter Quarzoszillatoren liegt bei $^1/_{100}$ dieses Wertes.

Zur Bemessung eines Transistoroszillators muß man folgenden Weg beschreiten:

- Man wähle einen Transistor aus, der für die Arbeitsfrequenz genügend Verstärkung und die gewünschte Ausgangsleistung gewährleistet.
- Man wähle die Schaltung in Abhängigkeit davon, ob der Oszillator Leistung liefern oder vorwiegend frequenzbestimmend sein soll (frequenzgenaue Oszillatoren bringen nur geringe Ausgangsleistung und erfordern eine Pufferstufe).
- Man dimensioniere die Vorspannungskreise und lege den Arbeitspunkt fest (frequenzbestimmende Oszillatoren in A-Betrieb, leistungsabgebende in C-Betrieb).
- Nach Aufbau des Oszillators gleiche man Frequenz und optimale Arbeitsbedingungen ab.

Zur Veranschaulichung dieser allgemeinen Beziehungen soll das Beispiel eines quarzstabilisierten Oszillators für die Frequenz von 10 MHz durchgerechnet werden. Wenn man folgende Kenndaten voraussetzt, kann die näherungsweise Berechnung erfolgen: maximaler Kollektorwechselstrom $i_{C,max} =$ 10 mA, Stromverstärkung $B = 50$, damit wird der maximale Basiswechselstrom $i_{B,max} = 200\ \mu A$. Die maximale Basisspannung ergibt sich aus dem Kennlinienfeld des benutzten Transistors (im Beispiel ein *SF 132*) $u_{BE,max} = 0{,}75$ V.

Da die Grenzfrequenz des Transistors in Basisschaltung genügend weit über der Arbeitsfrequenz liegt, wird die Basisschaltung verwendet. Das Verhältnis aus Basis-Emitter-Wechselspannung zu Basis-Emitter-Gleichspannung bestimmt den Stromflußwinkel. Es ist $\frac{U_{BE}}{u_{be,max}} = \cos \Theta$. Die wirksame Steilheit des Transistors nimmt mit kleiner werdendem Stromflußwinkel ab (Näheres in *Kammerloher*, Transistoren, Teil II) in dem gewählten Beispiel ist $\cos \Theta = 0{,}6$ und damit die wirksame Steilheit $S_w = 0{,}1 \left(\frac{i_C}{u_{BE}}\right) = 1{,}2\ \text{mA/V}$. Den Emitterwiderstand wählt man annähernd zu

$$R_e \approx 1/S_w = 800\,\Omega\,.$$

Wenn an diesem Widerstand 6 V abfallen sollen und die gleiche Spannung von 6 V als U_{CE} am Transistor stehen soll, so ist eine Batteriespannung von 12 V und ein Kollektorstrom von 8 mA einzustellen. Die Schaltung des Quarzoszillators zeigt Bild 74. Der Quarz schwingt im Serienmodus (die angegebene Schaltung stammt von *Clapp* – sie zeichnet sich durch hohe Frequenzstabilität aus). Den Quarz kann man in Fällen, da Abstimmbarkeit des Oszillators gefordert wird, durch einen Serienkreis ersetzen. Für den vorliegenden Fall eines 10-MHz-Oszillators könnten die Werte $L = 33\ \mu H$ und $C = 10\ pF$ in Reihe eingesetzt werden. Der Kondensator zur HF-mäßigen Erdung der Basis errechnet sich nach der Formel $C_b \approx \frac{4\,S_w}{f}$ und wird in diesem Fall 470 pF. Den Vorspannungsteiler für

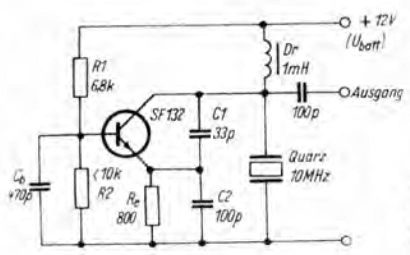


Bild 74
HF-Oszillator mit Quarzstabilisierung

die Basis errechnet man nach üblichen Methoden, der Querstrom soll mehrmals größer als der Arbeitsstrom der Basis sein. Bei den angegebenen Werten muß der 10-kΩ-Widerstand veränderlich ausgeführt sein. Mit ihm stellt man den Kollektorstrom auf 8 mA ein. Die beiden Spannungsteilerkapazitäten parallel zum Quarz sorgen für einen richtigen Rückkopplungsfaktor. Da der Quarz nur eine bestimmte Parallelkapazität verträgt (sie liegt bei 20 bis 40 pF), wählt man den oberen zu 33 pF. Bei einem Rückkopplungsfaktor von 10 bis 30% wird dann der untere Kondensator größer, und es ergibt sich z. B. bei k = 0,25 (25% Rückkopplung) $C2 = C1 \left(\frac{1}{k-1}\right)$ oder $C2 = 3\ C1 = 100$ pF. Der Kollektorgleichstrom muß über eine HF-Drossel zugeführt werden. Ihr Widerstand soll bei der Arbeitsfrequenz rund 50 kΩ betragen; damit ergibt sich ein L-Wert von $L = \frac{R_L}{\omega} = 1$ mH. Die erzeugte HF wird kapazitiv ausgekoppelt. Zur Vermeidung von Lastrückwirkungen auf die Frequenzkonstanz des Oszillators schaltet man meist eine Pufferstufe in A-Betrieb nach. Falls Frequenzvervielfachung notwendig ist, kann die Stufe nach dem Oszillator in C-Betrieb als Verdoppler oder Verdreifacher arbeiten. Es kommt in der Praxis häufig vor, daß die optimale Wirkungsweise der aufgebauten Transistoroszillatoren erst nach längeren Abgleich- und Meßarbeiten erreicht wird. Manchmal zwingen gegensätzliche Forderungen (hoher Wirkungsgrad kontra Frequenzkonstanz oder kleine Speiseleistung) zu Kompromissen in der Auslegung. Die erreichte Ausgangsleistung verringert sich bei höheren Frequenzen, die konstruktive Auslegung des Oszillators wird im UKW-Gebiet wirkungsgradbestimmend, so daß nur längere Beschäftigung mit dieser Technik zu guten Erfolgen führt. Meist sollen die Oszillatoren im HF-Gebiet mit einer Information moduliert werden. Das nachfolgende Beispiel zeigt einen FM-Prüfsender mit einer Kapazitätsdiode. In diesem Fall wird die Eigenfrequenz des Oszillatorschwingkreises durch einen parallelgeschalteten elektrisch steuerbaren Kondensator (eben diese Kapazitätsdiode) verändert. Mit

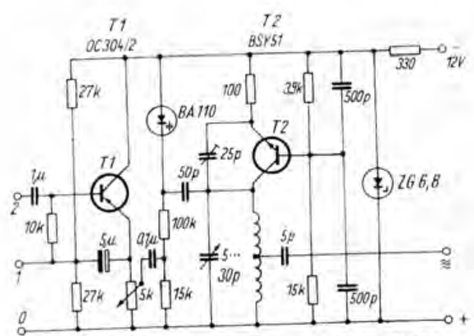


Bild 75 FM-Prüfsender mit Kapazitätsdiode

solchen gewobbelten Oszillatoren kann man Resonanzkurven von Schwingkreisen durchfahren und sie auf einem nachgeschalteten Oszillografen sichtbar werden lassen.
Die Kapazität der Diode ist von der Höhe der angelegten Sperrspannung abhängig, der C = f(U)-Verlauf etwa hyperbolisch. Man muß im Oszillator die Diode so vorspannen, daß die an ihr liegende HF-Spannung nicht zur Selbstgleichrichtung führt. Zur Aussteuerung reicht eine NF-Spannung von 1 bis 2 V aus. Die Eingangsleistung ist vernachlässigbar klein. Bild 75 zeigt die Schaltung dieses Prüfsenders mit Kapazitätsdioden-Frequenzmodulation. Damit soll das Gebiet der HF-Oszillatoren abgeschlossen werden, der interessierte Leser kann zum tieferen Eindringen die Spezialliteratur zu Rate ziehen (*Der praktische Funkamateur*, Heft 77, und *Transistortechnik für den Funkamateur*, beides von *Fischer*).

3. Weitere Anwendungen des Transistors in der Elektronik

Neben den allgemein bekannten Anwendungen des Transistors in der Rundfunk- und Fernsehtechnik sowie in Amateurfunkgeräten hat sich in jüngster Zeit der Einsatz der Transistoren in der industriellen Elektronik sowie in der Regel- und Steuerungstechnik ständig vergrößert. Dabei erfüllt der Transistor folgende Funktionen:

- Einsatz als elektrisch steuerbarer Widerstand;
- Einsatz als Temperaturgeber auf Grund der Temperaturabhängigkeit seiner Kenndaten;
- Einsatz als schneller, steuerbarer Schalter und Leistungsimpulsgeber.

Neben diesen (auf das Einzelhalbleiterbauelement bezogenen) Anwendungsmöglichkeiten hat die Technik der integrierten Schaltkreise sowohl in der Unterhaltungselektronik als auch in der industriellen Elektronik neue Möglichkeiten erschlossen. Auf dem Gebiet der Leistungselektronik erweiterte der Thyristor als steuerbares *Halbleiterthyratron* die Leistungsgrenze ins Kilowattgebiet. Zur Veranschaulichung der obenerwähnten Anwendungen sollen noch einige Schaltbeispiele gebracht werden. Die Speisespannung eines Transistorfernsehempfängers ist möglichst konstantzuhalten, so daß man die aus dem Wechselstromnetz gewonnene Niederspannung von 12 V elektronisch stabilisieren muß. Der transistorisierte Niederspannungs-Regelnetzteil des sowjetischen Fernsehempfängers *Junostj* ist in Bild 76 dargestellt. Er besteht aus dem Netztransformator mit nachgeschaltetem Gleichrichter und dem Transistorspannungsregler. Seine technischen Daten sind:

Arbeitstemperaturbereich +5 bis +35 °C,
Ausgangsspannung, stabilisierte = 12 ± 0,15 V,
Ausgangsbrummspannung bei Belastung mit 1,2 A = 50 mV, Regelfaktor etwa 10,

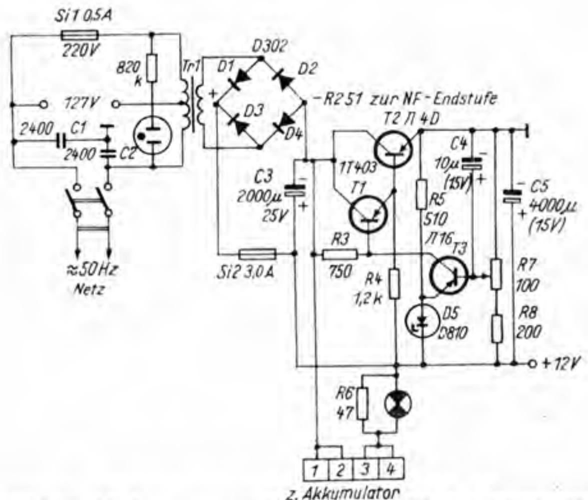


Bild 76 Niederspannungs-Regelnetzteil für das Transistorfernsehgerät „Junostj" (UdSSR)

Leistungsaufnahme aus dem Netz 26 W,
Gewicht 2 kp.

Die Netzspannung wird auf etwa 20 V heruntertransformiert und in einer *Graetz*-Brücke mit 4 × *D 302* gleichgerichtet. Über eine Sicherung von 3 A schließt man den Regelteil an. Als Ladekondensator dient ein Elektrolytkondensator 2000 µF/25 V. T3 ist der in Emitterschaltung arbeitende Steuertransistor, der seine Bezugsspannung über die Zenerdiode *D 810* (10-V-Zenerspannung) erhält. Die Ausgangsspannung wird über R7 abgegriffen und der Basis von T3 zugeführt. T1 und T2 bilden in *Darlington*-Schaltung den Regeltransistor, der in Serie mit dem Verbraucher liegt. C5 ist der Ausgangssiebelko, und C4 dient zur Verringerung der Brummspannung am Ausgang. Die Wirkungsweise des Transistorreglers kann folgendermaßen beschrieben werden: Nimmt man an, daß sich durch eine Laständerung die Ausgangsspannung vergrößert hat, dann erhöht sich auch die Basisspannung von T3. Da die Emitterspannung durch die Zenerdiode konstantgehalten wird,

steigt der Kollektorstrom von T3. Damit vergrößert sich der Spannungsabfall über R3, und der Basisstrom in T1 wird kleiner. Durch die direkte Kopplung mit T2 verringert sich auch dessen Basisstrom und damit auch sein Kollektorstrom, was zu einer Vergrößerung des Innenwiderstands beim Regeltransistor führt. Da dieser Widerstand in Serie mit dem Verbraucher liegt, wird die Spannung an ihm verringert und also das Ansteigen kompensiert. Bei abfallender Ausgangsspannung verläuft der Regelvorgang in umgekehrter Richtung.

Eine weitere regelungstechnische Anwendung von Transistoren stellt das Minimalspannungsrelais für den gasdichten NC-Sammler des gleichen Transistorfernsehempfängers dar. Bild 77 zeigt die Schaltung. Die Sollspannung des Sammlers muß 12 V betragen. Eine Entladung unter 10 V führt zur Zerstörung der gasdichten Zellen. Die Schaltung hat den Zweck, bei Unterschreiten der eingestellten Minimalspannung den Sammler vom Gerät zu trennen. Falls das erfolgt ist, muß er schnellstens neu geladen werden (am Netzteil nach Bild 76 möglich). Nach Einschalten des Empfängers wird der Akkumulator mittels Druckknopfs eingeschaltet; bei genügend hoher Span-

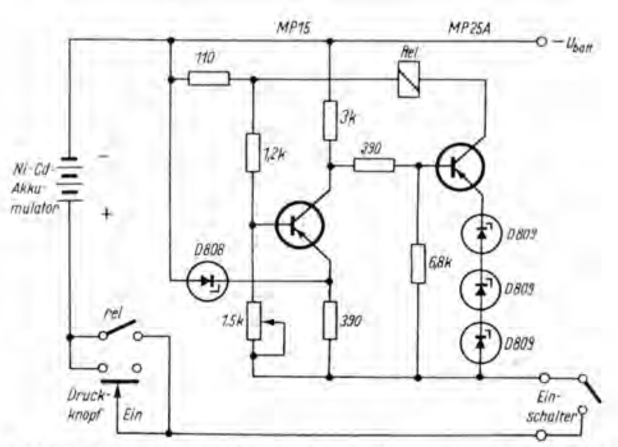


Bild 77 Minimalspannungsrelais mit Transistoren für die NiCd-Batterie des Transistorfernsehgeräts „Junostj"

nung ist die Zenerdiode *D 808* durchgeschaltet, der Transistor *MP 15* also gesperrt. Durch die direkte Kopplung öffnet dann die 2. Stufe, das Relais zieht an und überbrückt den Startdruckknopf. Nimmt die Akkumulatorspannung ab, dann sperrt die Zenerdiode, und bei einem bestimmten, durch den 1,5-kΩ-Regler eingestellten Wert öffnet der Transistor *MP 15*. Demzufolge sperrt der Transistor *MP 25A*, das Relais fällt ab und trennt den Akkumulator vom Fernsehgerät. Die 3 Zenerdioden im Emitterkreis von *MP 25A* sind in Durchlaßrichtung angeordnet und dienen der Temperaturstabilisierung des Schalters; der Spannungsabfall an ihnen beträgt ungefähr 2,4 V.

Die obenerwähnte Anwendung des Transistors als „Thermometer" zeigt Bild 78. In diesem Fall wird der Transistor *P 5 B* als Tastspitze verwendet und mit dem zu messenden Objekt in Kontakt gebracht. Die Änderung seiner Basis-Emitter-Spannung mit der Temperatur führt zu einer entsprechenden Kollektorstromänderung, die über einen Gleich-

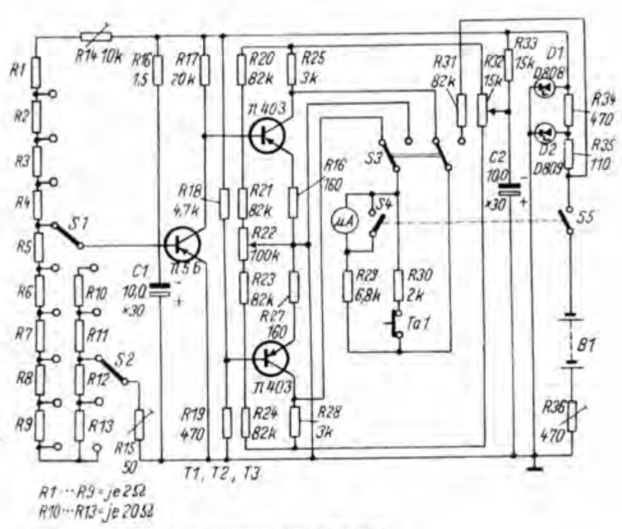


Bild 78 Transistortemperaturmeßgerät

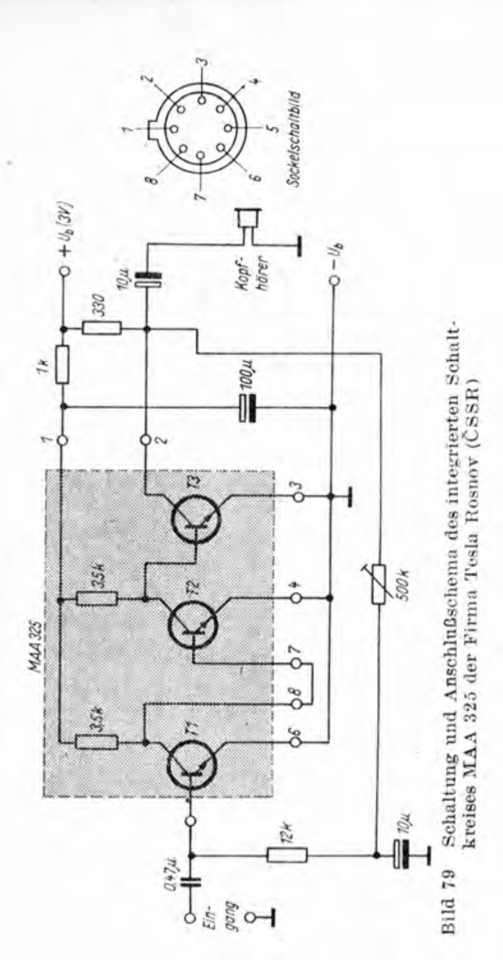


Bild 79 Schaltung und Anschlußschema des integrierten Schaltkreises MAA 325 der Firma Tesla Rosnov (ČSSR)

stromverstärker in Gegentaktschaltung verstärkt und in einem Mikroamperemeter zur Anzeige gebracht wird. Die zur Speisung benutzte Spannung aus 3 in Reihe geschalteten Taschenlampenflachbatterien hält ein 2stufiger Zenerdiodenregler konstant, da Spannungsänderungen voll in die Meßgenauigkeit des Thermometers eingehen. Mit den beiden Stufen-

schaltern stellt man den Temperaturbereich, in dem gemessen werden soll, grob und fein ein. Der Meßbereich erstreckt sich von −20 °C bis +50 °C. Der mit einem Ruhekontakt versehene Druckknopf legt einen Schutzwiderstand parallel zum Meßinstrument, der erst im Moment des Messens abgetrennt wird.
Als weiteren Ausblick auf die künftige Entwicklung der Halbleitertechnik soll die Schaltung (Bild 79) der integrierten Schaltkreise *MAA 325* der Firma Tesla Rosnov (ČSSR) angeführt werden. Es handelt sich um einen auf einem Si-Plättchen angeordneten 3stufigen NF-Verstärker, der aus 3 npn-Transistoren und 2 Widerständen besteht. Die außen anzuschaltenden Bauelemente für einen vollständigen NF-Verstärker sind im Schaltbild angegeben. Die ganze integrierte Schaltung ist in einem TO-5-Gehäuse mit 8 Zuleitungen untergebracht. Neben einer Erhöhung der Betriebszuverlässigkeit und einer Verkleinerung der Abmessungen liegt ein weiterer Vorteil der integrierten Schaltkreise in der Gleichmäßigkeit der Parameter der auf eine Si-Platte aufgebrachten aktiven Bauelemente. Es ist zu erwarten, daß derartige Schaltkreise in naher Zukunft auch bei uns zur Verfügung stehen und dann auch – bei geeigneter Preisgestaltung (hoffentlich!) – in der Amateurtechnik eingesetzt werden können. Bild 80 zeigt schließlich noch den inneren Aufbau eines aus mehreren Halbleiterchips bestehenden sowjetischen integrierten Bausteins. Es handelt sich um ein Flachgehäuse mit 14 Anschlüssen (Größe ungefähr 8 mm × 12 mm).
Bei dem raschen Wachstum der wissenschaftlichen Erkenntnisse der Menschheit und bei den günstigen Voraussetzungen der wissenschaftlich-technischen Revolution in den sozialistischen Ländern läßt sich ein rascher Fortschritt der Halbleitertechnik bereits heute prognostizieren. Der Übergang zu integrierten Schaltkreisen wird sich in den nächsten 5 Jahren vollziehen; es werden neue Bauelemente mit verbesserten Eigenschaften zu niedrigen Preisen auf den Markt kommen, und besonders die „Abfallprodukte" der Kosmosforschung und Raumfahrttechnik dürften für die industrielle Elektronik und auch für die Konsumgüterelektronik in Zukunft neuartige

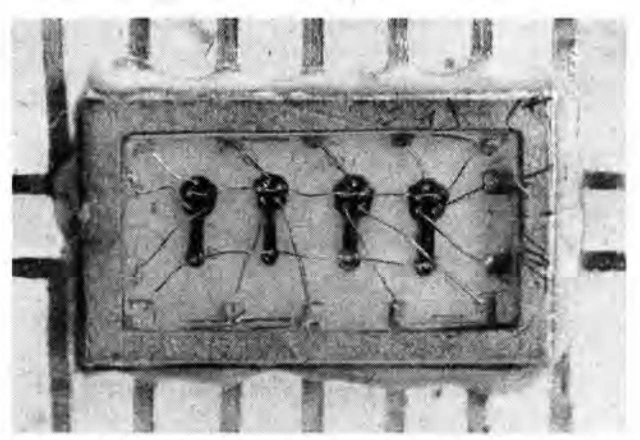


Bild 80 Foto des sowjetischen integrierten Schaltkreises P 2-12 im keramischen Flachgehäuse

Lösungen technischer Probleme bringen. Die Weiterbildung auf diesem interessanten Gebiet beginnt bei der Selbstbeschäftigung mit elektronischen Bauteilen und Schaltungen, sie führt weiter über Schule, Ingenieurschule oder Hochschule bis zur eigenen verantwortlichen Entwicklungsarbeit auf diesem für jeden modernen Industriestaat unentbehrlichen Gebiet. Je nach Interesse und Fähigkeiten verspricht das Fachgebiet Halbleiterelektronik viele zukunftsreiche Berufe. Diese Broschüre sollte lediglich eine erste Bekanntschaft mit diesem interessanten Gebiet vermitteln und zum weiteren Eindringen in diese Technik anregen. Sie ist die völlige Neufassung des ehemaligen Heftes 34 der Reihe *Der praktische Funkamateur* und damit selbst ein Zeichen für den raschen Fortschritt auf diesem Gebiet.

4. Literaturverzeichnis

Auer Ein Normalpegelgenerator mit Transistor
Nachrichtentechnik 7 (1957), H. 6, S. 262–266

Bodeutsch Der transistorisierte Clapp-Oszillator
radio und fernsehen, Heft 16 (1967), S. 727–730

Fedotowa Halbleitergeräte und ihre Anwendung
Fachbuchreihe, bisher 20 Bände erschienen (russ.), Verlag Sowjet. Radio 1956 ... 1968, Moskau

Fischer Die Transistorisierung der Amateurfunkstation
„Der praktische Funkamateur", Bd. 77, DMV, Berlin 1968

Fischer Transistortechnik für den Funkamateur, IV. Aufl.
Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

Jakubaschk Elektronikbastelbuch, III. Aufl.
Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

Juditsch Schaltungen der Transistorelektronik (russ.)
Verlag Energija, Moskau 1966

Lennartz/Taeger Transistor-Schaltungstechnik
Verlag für Radio-, Foto-, Kinotechnik, Berlin 1967

Lugwin Elemente der modernen Niederfrequenzelektronik (russ.),
Massenradiobibliothek, Bd. 599,
Verlag Energija, Moskau 1964

Paul Transistormeßtechnik
VEB Verlag Technik, Berlin 1967

Rumpf/Pulvers — Transistorelektronik
VEB Verlag Technik, Berlin 1966

Schlenzig — Amateurtechnologie
Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

SGS Fairchild — *Industrial Circuit Handbook*
Fa. Fairchild, Agrate-Milano, Italien, 100 Seiten

Shea — Transistortechnik (deutsche Übersetzung)
VEB Verlag Technik, Berlin

Siemens-Firmenschrift — Halbleiter-Schaltbeispiele
(erscheint jährlich im Eigenverlag der Firma)

STC Application Report — *Binary Counting Circuits using alloy junction transistors*
Nr. MK/144 Ed. 1/2 Footscray Sidcup, Kent

Streng — Transistorschaltungen aus der Literatur
„Der praktische Funkamateur"
Bd. 79, DMV, Berlin 1968

Syrin/Jefimenkow — Tragbarer Transistorfernsehempfänger *Junostj*
Bibliothek „Fernsehempfang",
Bd. 38, Verlag Swjas, Moskau

Syrin — Transistorkatalog 1967/68 des VEB Halbleiterwerke Frankfurt/Oder

Walitow — Radiotechnische Schaltungen mit Transistoren und Tunneldioden (russ.)
Verlag Swjas, Moskau 1966

Walston/Miller — *Transistor Circuit Design*
McGraw Hill Book Co., New York 1963

Weinheimer — Transistoren
SEL-Fachbuchreihe, Eigenverlag Standard Electric, Stuttgart 1966

82

